

Mitteilung aus dem Max-Planck-Institut für Biophysik, Frankfurt a. M.; Direktor: Prof. Dr. Dr. Dr. B. Rajewsky

A. SANDER

Ein Breitbandstrahler variabler Wellenlänge mit kontinuierlich regelbarer Anpassung im Bereich $\lambda = 30 \dots 70$ cm

Einleitung

DK 621.396.677.7

In der Elektromedizin gibt es drei Wege zur Applikation elektromagnetischer Energie im Sinne einer Wärmetherapie: die Behandlung im Kondensatorfeld, im Spulenfeld und im Strahlungsfeld. Während die erste und die zweite Methode im Meterwellenbereich gebräuchlich sind, wird die dritte im Dezimeterwellenband angewandt. Die Abmessungen eines Strahlers für elektromagnetische Wellen liegen in der Größenordnung der Wellenlänge, ebenso die von seinem Nahfeld erfaßte Fläche. Für eine lokale Therapie sind Strahler erwünscht, die Flächen von etwa 2 cm bis zu 50 cm Durchmesser zu bestrahlen gestatten. Daher kann nach der Strahlenfeld-Methode praktisch nur im Dezimeter- und Zentimeterwellenband gearbeitet werden.

Schon 1928 hat Esau [1] die Strahlungsfeld-Behandlung vorgeschlagen. Erst 10 Jahre später haben Pätzold und Osswald einen Strahler beschrieben, der den obigen Forderungen genügt [2,3,4]. Sie benutzen einen Strahler, der aus einer Keramik-Halbkugel mit einem eingebetteten Dipol bestand. Die Halbkugel wurde bei der Firma *Hescho* gefertigt und setzte sich aus einzelnen Schichten aus „Condensa N“ ($\epsilon = 74$) zusammen. Die Kugelfläche war metallisiert, so daß sie als Reflektor wirkte. Martin [8] beschreibt einen ähnlichen keramischen Strahler, der sich aus einem „Condensa“-Paraboloid mit eingebettetem Dipol und einer Mikrowellenlinse zusammensetzt. Diese besteht aus einer „Condensa“-Scheibe mit metallisierten koaxialen zylindrischen Nuten. Der Strahler wird mit dem Bestrahlungsobjekt in unmittelbaren Kontakt gebracht.

Ein komplettes Gerät zur Mikrowellen-Therapie wurde zuerst von der amerikanischen Firma *Raytheon* in den Handel gebracht [5] und vor allem von Mitarbeitern der Mayo-Clinic erprobt [6]. Es ist mit vier auswechselbaren Strahlern, dem A-, B-, C- und dem D-Direktor, ausgerüstet. Der A- und der B-Direktor haben einen sphärischen Reflektor. Ein Anschluß für das zugehörige konzentrische Kabel ist im Scheitelpunkt des Spiegels angebracht. Der Außenleiter der konzentrischen Leitung geht in den Spiegel über, der Innenleiter verdickt sich in Form eines Kegelstumpfes. Diese Strahlerform wird in der deutschen Literatur als „Ringzonen“- oder „Kalottenstrahler“ bezeichnet. Bei diesem Strahler weist die Intensität in der Mitte des bestrahlten Feldes (auf der Symmetrieachse des Strahlers) ein Minimum auf. Ähnlich wie bei einer offenstehenden konzentrischen Leitung oder einem mit der E_{01} -Welle angeregten offenstehenden run-

den Hohlrohr, strahlt der Ringzonenstrahler hauptsächlich in die Richtung senkrecht zur Symmetrieachse, also tangential zur Oberfläche des Bestrahlungsobjektes.

Der C- und der D-Direktor stellen im Prinzip eine Bandleitung dar. Der eine Leiter besteht aus einem dachförmig gebogenen Blechband, das seine konkave Seite dem zweiten Leiter, einem Metallstab, zuwendet. Das Blech wirkt wegen seiner Form als Reflektor. Dieser Strahler-Typ wird wegen seiner Gestalt „corner type director“ genannt. Der C-Direktor ist zur Bestrahlung mittelgroßer Körperpartien, der 55 cm lange D-Direktor zur Großflächen-Bestrahlung [10] bestimmt.

Die Mikrowellengeräte [17,18,19,22,23], wahrscheinlich auch [20] und das Gerät „Micro-Ray“ [21] haben Strahler, die denen der Firma *Raytheon* weitgehend entsprechen.

Auch das Strahlungsfeld, das aus dem offenen Ende eines mit der H_{10} -Welle erregten rechteckigen Hohlrohres oder eines mit der H_{11} -Welle angeregten runden Hohlrohres tritt, ist für die Mikrowellen-Behandlung geeignet [7]. Boyle, Cook und Woolf [11] bestrahlten mit Hilfe von Hornstrahlern mit rechteckigem oder rundem Querschnitt, die in der H_{10} -Welle beziehungsweise H_{11} -Welle erregt werden. Diese Strahler benutzt man in der Nachrichtentechnik bei Mikrowellen-Richtverbindungsstrecken. Sie zeigen an ihrer Öffnung eine pyramidenförmige beziehungsweise konische Erweiterung, die die Richtcharakteristik im Fernfeld günstig gestaltet. Bei einer Nahfeld-Bestrahlung sind diese Ansätze überflüssig. Man kommt so zu dem mit der H_{11} -Welle erregten runden Topfstrahler, wie er in den Geräten [24], wahrscheinlich auch [16,26] und dem Gerät „Ray-Therm“ [21] benutzt wird. Zur Anregung der H_{11} -Welle dient ein senkrecht zur Symmetrieachse in den Topf eintauchender Stift, der sich in einem gewissen Abstand vom Boden des Topfes befindet. Er arbeitet ähnlich wie ein $\lambda/4$ -Dipol. Der Innenleiter des konzentrischen Anschlußkabels ist mit dem Stift, der Außenleiter mit der Topfwand verbunden.

Das Feld der H_{10} -Welle im rechteckigen und das der H_{11} -Welle im runden Hohlrohr ähneln weitgehend dem Feld der aus der Optik bekannten ebenen elektromagnetischen Welle. Daher hat das Nahfeld von Strahlern dieser Hohlrohrwellen eine besonders einfache Form,

insbesondere tritt hier das beim Ringzonenstrahler erwähnte Intensitätsminimum in der Feldmitte nicht auf.

Durch Füllung mit einem Dielektrikum können die Abmessungen eines für eine bestimmte Wellenlänge vorgesehenen Hohlrohres um den Faktor $1/\sqrt{\epsilon}$ verkleinert werden. Die Deutsche Elektronik GmbH hat eine Reihe von Strahlern entwickelt, die diesen Umstand ausnutzen [13, 14, 16, 29, 30]. Die drei sogenannten „Fokus-Elektroden“, die Strahlungsfelddurchmesser von 1,5 cm, 2 cm und 4 cm aufweisen, dienen beispielsweise zur Bestrahlung von Zähnen, Kieferhöhlen und Stirnhöhlen. Vier „Körperhöhlen-Elektroden“, axial oder radial strahlend, mit 2 cm oder 2,5 cm Durchmesser sind zur Rektal- und zur Vaginal-Bestrahlung geeignet.

Schließlich sei noch der von Voser und Hübner [12] angegebene Strahler erwähnt, der direkt mit dem Bestrahlungsobjekt in Kontakt steht. Er besteht aus zwei übereinandergeschobenen runden Hohlrohren mit einem Dipol darin, die zur Anpassung des Strahlers an das Bestrahlungsobjekt teleskopartig ausgezogen werden können.

Über die biophysikalischen, physiologischen und klinischen Probleme bei der Mikrowellen-Bestrahlung, insbesondere über die mit dem Gerät „Microtherm“ der Firma Raytheon gemachten Erfahrungen, geben Schwan und Piersol [27, 28] eine zusammenfassende Darstellung.

Alle genannten Strahler arbeiten bei der festen Wellenlänge von 12,5 cm oder 17 cm. Als im Max-Planck-Institut für Biophysik in Frankfurt a.M. Bestrahlungsversuche im langwelligen Dezimeterwellenband erfolgen sollten, war die Konstruktion eines Strahlers erforderlich, der im Gegensatz zu den oben erwähnten eine Abstimmung auf beliebige Wellenlängen innerhalb eines größeren Bereiches gestattet. Um eine universelle Anwendbarkeit zu gewährleisten, wurde ein Strahler¹⁾ geschaffen, der zur Bestrahlung im Abstands- und auch im Kontaktverfahren geeignet ist.

Konstruktion des Strahlers

Da ein keramischer Strahler wegen der schwierigen Fertigung nicht in Betracht kam, wurde bei der Konstruktion des Strahlers auf die rechteckige Hohlrohrleitung zurückgegriffen, besonders auch, weil sich hier eine Möglichkeit bot, die Anregung der Hohlrohrwellen mit einem regelbaren Geber vorzunehmen. Zudem hat das Feld der H_{10} -Welle im rechteckigen Hohlrohr eine besonders einfache Struktur. Weil sich für die Geber der oben erwähnten Strahler schwer eine

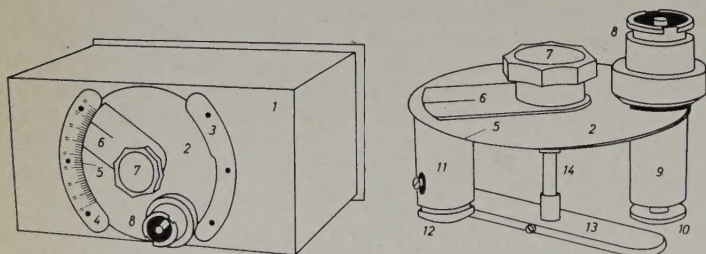


Bild 1 (links). Regelbarer Breitbandstrahler (Ansicht von hinten). Bild 2 (rechts). Der abstimmbare Resonanztransformator, herausgenommen

regelbare Ausführung schaffen läßt, wurde ein neuer Gebertyp konstruiert (Bild 2). Er stellt eine Weiterentwicklung der in der Dezimeterwellentechnik gebräuchlichen Koppelschleife dar, die auch zur Anregung der H_{10} -Welle im Rechteckrohr geeignet ist.

Zur Abstimmung und zur Regelung des Strahlers werden zwei Parameter verändert. Erstens kann der auf der Drehscheibe 2 montierte Geber als Ganzes im Strahlerkasten 1 gedreht werden. Zweitens läßt sich mittels des Knopfes 7 und der Calit-Achse 14 der Flügel 13 bewegen. Die Drehscheibe 2 hat durch die mit Gummi unterlegten Messing-Halbmonde 3 und 4 federnden Kontakt mit dem Kasten 1. Der Halbmond 4 trägt eine Winkelskala. Mit Hilfe der Marke 5 an der Scheibe 2 und der Marke 6 am Knopf 7 kann man die Stellungen der Drehscheibe 2 und des Flügels 13 ablesen.

Der Strahler ist mit einem „Defizit“-Anschluß 8 versehen, der sich an der Scheibe 2 befindet. Der Außenleiter des konzentrischen Anschlusses setzt sich in dem Rohr 9 fort. Der Innenleiter trägt an seinem Ende den Stempel 10, der mit dem einen Ende des Flügels 13 zusammen einen regelbaren Kondensator bildet. Auf die Scheibe 2 ist das

Rohr 11 gesetzt, in dem der Kolben 12 steckt. Er arbeitet in Verbindung mit dem anderen Ende des Flügels 13 gleichfalls als regelbarer Kondensator. Beide Kondensatoren sollen im Gleichlauf stehen. Ihre Luftspalte müssen daher genau gleich groß sein. Deshalb ist am Rohr 11 eine Justiervorrichtung vorhanden, mit der sich die Position des Kolbens 12 gegenüber dem Flügel 13 ändern läßt. Die Luftspaltbreite ist 1 mm.

Bild 3 zeigt die Öffnung des Strahlers von 12×24 cm. Auf sie lassen sich die im Bild 4 gezeigten Blenden B 1 und B 2 aufschrauben. B 1 hat eine quadratische Öffnung mit 12 cm Kantenlänge, B 2 eine Öffnung von 12×16 cm. Der Strahler ist 18 cm tief.

Bild 3. Regelbarer Breitbandstrahler (Ansicht von vorn, Dielektrikum und Blenden entfernt)

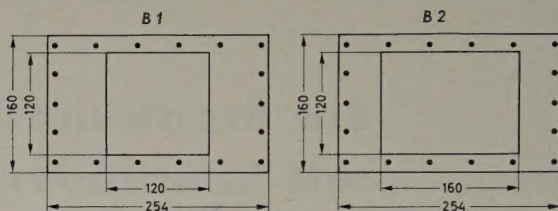
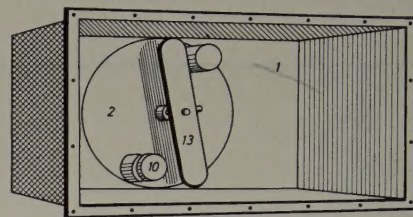


Bild 4. Die auswechselbaren Blenden

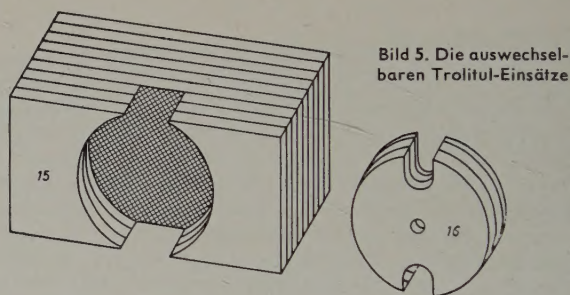


Bild 5. Die auswechselbaren Trolitul-Einsätze

In den Strahler kann der im Bild 5 gezeigte Trolitul-Einsatz eingefügt werden. Ohne Einsatz ist der Strahler für das Wellenlängenintervall 30...52 cm, mit Einsatz für den Bereich 45...68 cm brauchbar. Das Trolitul-Teil 16 läßt sich auf die Drehscheibe 2 aufsetzen. Das Teil 15 besteht aus 2 cm dicken aufeinandergeklebten Trolitul-Platten und enthält eine Aussparung, in der sich der Geber mitsamt dem Teil 16 drehen läßt.

Wirkungsweise des Strahlers

In der Hohlrohrleitung mit rechteckigem Querschnitt kann eine unendliche Anzahl von Wellentypen auftreten. Stets am wichtigsten sind die H_{10} -Welle und die H_{01} -Welle. In bezug auf den Querschnitt des Hohlrohres sei die längere Seite a , die kürzere b . Betrachtet man einen bestimmten Wellentyp, so gibt es zwei von der Wellenlänge λ abhängige Betriebszustände des Hohlleiters: den Betrieb im Sperrbereich und im Durchlaßbereich. Für die H_{10} -Welle liegt für $\lambda > 2a$ der Sperrbereich vor, für $\lambda < 2a$ der Durchlaßbereich. Entsprechende Beziehungen gelten für die H_{01} -Welle bezüglich b .

Es ist üblich, die Hohlleiter, um einen eindeutigen Wellentyp zu erhalten, so zu bemessen, daß $a = 2b$. Für einen solchen Hohlleiter (ohne Dielektrikum) gibt es folgende Betriebszustände:

1. $2a < \lambda$: H_{10} - und H_{01} -Welle im Sperrbereich,
2. $a < \lambda < 2a$: H_{10} -Welle im Durchlaß-, H_{01} -Welle im Sperrbereich,
3. $\lambda < a$: H_{10} - und H_{01} -Welle im Durchlaßbereich.

Der vorliegende Strahler wurde so bemessen, daß er im Sinne von Fall 2 arbeitet.

Legt man in den Querschnitt des Hohlleiters ein Koordinatensystem (Bild 6), so gilt für die Komponenten der elektrischen und der ma-

¹⁾ Patent angemeldet

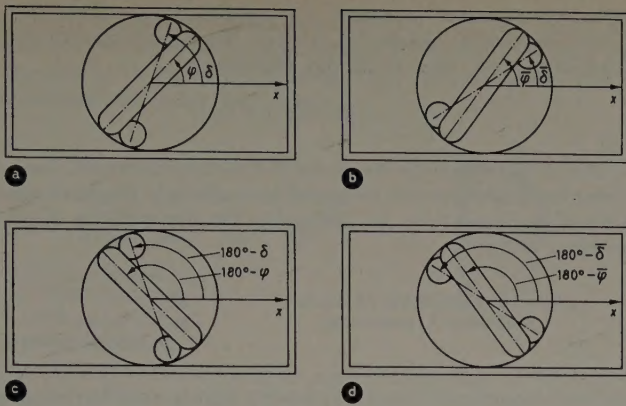


Bild 6. Die vier möglichen Einstellungen von Drehscheibe und Flügel bei gegebener Wellenlänge

gnetischen Feldstärke, betrachtet als Funktion der Querschnitts-Koordinaten,

$$\begin{aligned} H_{10}\text{-Welle: } E_y &= C_1 \cdot \cos \frac{\pi x}{a} & H_x &= C_2 \cdot \cos \frac{\pi x}{a} \\ H_{01}\text{-Welle: } E_x &= C_3 \cdot \cos \frac{\pi y}{b} & H_y &= C_4 \cdot \cos \frac{\pi y}{b} \end{aligned}$$

Bild 7a zeigt den Verlauf der elektrischen Feldstärke für die H_{10} -Welle, Bild 7b für die H_{01} -Welle. Die Pfeile deuten in die Feldrichtung, ihre Länge entspricht dem Betrag der Feldstärke.

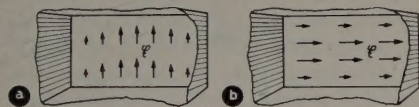


Bild 7. Das elektrische Feld der H_{10} - und der H_{01} -Welle im Querschnitt eines rechteckigen Hohlrohres

Die H_{10} -Welle läßt sich durch die Anordnung im Bild 8a erregen. Bild 8a zeigt einen Hohlleiter mit dem offenen Ende zum Beschauer, während das abgewandte Ende mit einem Blechboden verschlossen ist. Ein stromdurchflossener Draht befindet sich in einem bestimmten Abstand vom Boden²⁾. Das Magnetfeld des Drahtes erzeugt durch

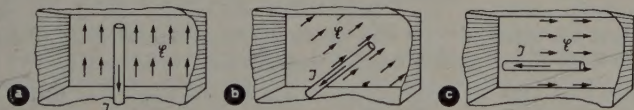


Bild 8. Das von einem stromdurchflossenen Draht im Querschnitt eines rechteckigen Hohlrohres erzeugte elektrische Feld

Induktion ein elektrisches Feld, das eine Komponente in der Ebene des Bodens aufweist. Ein homogenes Feld tritt in einem Streifen auf, dessen Breite durch die Drahtlänge gegeben ist (Bild 8a). Wird der Draht gedreht (Bild 8b), so bewegt sich der Streifen entsprechend mit. In der Stellung im Bild 8a werden H_{n0} -Wellen, insbesondere die H_{10} -Welle, erregt. Mit der Anordnung nach Bild 8c lassen sich H_{0n} -Wellen, darunter die H_{01} -Welle, anregen. Bild 8b zeigt eine Stellung, bei der die H_{10} - und die H_{01} -Welle zugleich erregt werden.

Falls das Hohlrohr für die H_{01} -Welle im Sperrbereich arbeitet, wie beim vorliegenden Strahler, läßt sich die Intensität der H_{10} -Welle, die in einem gewissen Abstand vom Geber herrscht, kontinuierlich von Null auf einen Höchstwert regeln. Die Felder der übrigen Wellentypen verschwinden mit wachsendem Abstand vom Geber. Nach diesem Prinzip arbeitet der neue Strahler. Die Rolle des Drahtes wird vom Flügel 13 übernommen.

Beim Betrieb des Strahlers müssen stehende Wellen auf dem Zuleitungskabel, die es durch Erhitzung zerstören könnten, vermieden werden. Der Geber (Bild 2) übernimmt deshalb die Rolle eines regelbaren Resonanztransformators, der die erforderliche Anpassungstransformation leistet. Eine theoretische Untersuchung, über die an anderer Stelle berichtet werden soll, zeigte, daß, um eine Anpassung

²⁾ Diese Anordnung wurde vom Verfasser theoretisch untersucht, worüber an anderer Stelle berichtet werden soll.

an Luft zu ermöglichen, der Querschnitt des Stromkreises, den der Geber darstellt, außerordentlich groß sein muß. Seine einzelnen Teile haben bei der vorliegenden Konstruktion die Größenordnung der Viertelwellenlänge und können daher nicht mehr als konzentrierte Schaltelemente aufgefaßt werden. Infolgedessen tritt im Flügel 13 nicht, wie vereinfacht angenommen wurde, überall die gleiche Stromstärke auf, sondern ein sinusförmig vom Ort abhängender Strom. Die Anregung der H_{10} -Welle erfolgt am stärksten, falls ein Strombauch in der Mitte des Flügels liegt. Befindet sich unglücklicherweise in der Flügelmitte ein Stromknoten, ist eine Anregung der H_{10} -Welle unmöglich. Dieser Umstand bedingt den völlig symmetrischen Aufbau des Gebers. Er läßt sich als eine Kombination von vier kapazitiv verkürzten $\lambda/4$ -Leitungen auffassen. Jede der beiden Kapazitäten des Gebers faßt man als Serienschaltung zweier Kondensatoren auf. Teil 9 in Verbindung mit der Scheibe 2 stellt eine kapazitiv verkürzte $\lambda/4$ -Antenne auf leitender Ebene dar, ebenso Teil 11. Die beiden Hälften des Flügels 13 in Verbindung mit der Scheibe 2 stellen zwei Bandleitungsteile vor, die als kapazitiv belastete $\lambda/4$ -Resonatoren wirken.

Zur Kontrolle der Welligkeit auf dem Kabel des Strahlers wird im Betrieb das „Reflektometer“ der Firma Rohde & Schwarz, München, in die Zuleitung geschaltet. Dessen Anschluß „Reflexion“ liefert eine der reflektierten Welle im Kabel proportionale Höchstfrequenzspannung, die durch einen vom Verfasser konstruierten Meßkopf in Verbindung mit einem sorgfältig geschirmten Anzeigeelement gemessen wird.

Beim Betrieb des Strahlers müssen Drehscheibe und Flügel so eingestellt sein, daß die reflektierte Welle verschwindet. Bei fester Wellenlänge ergeben sich für Scheibe und Flügel vier Einstellmöglichkeiten (Bild 6). Die Stellung der Scheibe kennzeichnet der Winkel δ oder $\bar{\delta}$, die Stellung des Flügels φ oder $\bar{\varphi}$. Bild 6c geht durch Spiegelung aus Bild 6a hervor. Dagegen läßt sich Bild 6b nicht durch Spiegelung oder Drehung aus Bild 6a ableiten. Dementsprechend wurde für die Winkel die Bezeichnungsweise gewählt. Für Abstrahlung in Luft geben Bild 9 und Bild 10 die optimale Einstellung von Drehscheibe

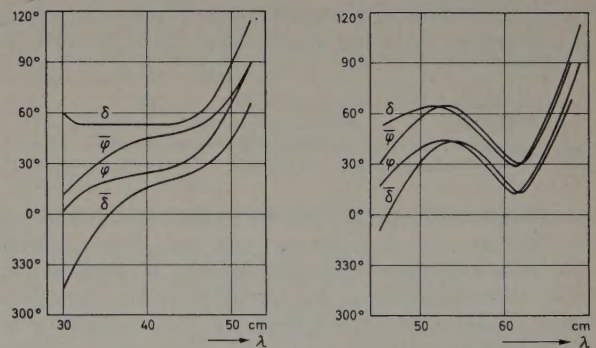


Bild 9 (links). Einstellung von Drehscheibe und Flügel als Funktion der Wellenlänge bei dem regelbaren Breitbandstrahler ohne Dielektrikum. Bild 10 (rechts). Einstellung von Drehscheibe und Flügel als Funktion der Wellenlänge bei dem regelbaren Breitbandstrahler mit Trolitul-Dielektrikum als Füllung

und Flügel für den Strahler ohne beziehungsweise mit Trolitulfüllung an. Der Wellenlängenbereich, in dem der Strahler reflexionsfrei arbeitet, ist auf der langwelligen Seite begrenzt durch die Grenzwellenlänge der H_{10} -Welle. In ihrer Nähe beginnt der Reflexionsfaktor p des Strahlers, von Null kommend, plötzlich stark anzusteigen (Bild 11 und Bild 12; die Kurven gelten für $\bar{\varphi} = 90^\circ$). Das zugehörige $\bar{\delta}$ entspricht einer Abstimmung des Strahlers auf das Minimum der rück-

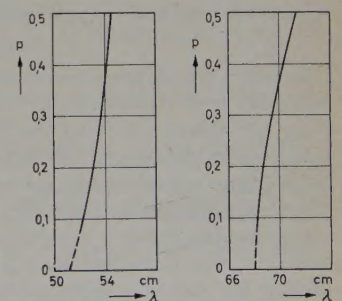


Bild 11 (links). Der Reflexionsfaktor p als Funktion der Wellenlänge am langwelligen Ende des Betriebsbereiches bei $\bar{\varphi} = 90^\circ$ und Abstimmung auf das Minimum der rücklaufenden Welle (ohne Dielektrikum). Bild 12 (rechts). Wie Bild 11, aber mit Dielektrikum als Füllung

laufenden Welle im Strahlerkabel unter Verwendung des Reflektometers. In der Nähe der Grenzwellenlänge der H_{01} - beziehungsweise der H_{10} -Welle wird das Verhalten des Strahlers kompliziert. Er kann zwar auch unterhalb dieser Grenzwellenlänge meistens reflexionsfrei abgestimmt werden, jedoch ist die Einstellung sehr stark von der Wellenlänge abhängig; die Einstellwinkel als Funktion der Wellenlänge ergeben keine stetigen Kurven, die sich mit den Kurven in Bild 9 und Bild 10 vergleichen ließen. Zudem werden die höheren Hohlrohrwellentypen mit stark wechselnder Intensität abgestrahlt, die von der Wellenlänge abhängt.

Regelbarer Resonanztransformator

In der Höchstfrequenztechnik erfolgt beim Aufbau von Schaltungen die Kopplung der einzelnen Schaltelemente, beispielsweise von Leitungen mit Resonatoren, vor allem mit Hilfe von Stiften oder Koppelschleifen. Die letzteren sind, physikalisch gesehen, Transformatoren. Soll mit einer Koppelschleife eine sehr feste Kopplung erreicht werden, wie sie etwa zur Anpassung zweier Schaltelemente erforderlich ist, so müssen die Gegeninduktivität und damit der von der Schleife umfaßte Induktionsfluß möglichst groß, ihre Selbstinduktion dagegen möglichst klein gemacht werden. Das läßt sich durch folgende Maßnahmen erreichen: Erstens bringt man die Schleife in einem Gebiet des betreffenden Schaltelementes an, in dem eine relativ hohe magnetische Feldstärke herrscht, also zum Beispiel in den Strombäuchen einer Leitung. Zweitens macht man die Schleifenfläche möglichst groß, damit durch sie ein möglichst großer Induktionsfluß tritt. Drittens kompensiert man die Selbstinduktion der Schleife durch eine Kapazität.

Die erste Methode setzt Schaltelemente mit starker Welligkeit voraus, entfällt also bei angepaßten Leitungen. Die dritte Maßnahme hebt zwar die störende Selbstinduktion der Schleife auf, vergrößert aber keineswegs die Gegeninduktivität. Daß die zweite Maßnahme, falls die Schleife in die Größenordnung der Wellenlänge kommt, also ein nichtquasistationäres Schaltelement wird, zu einer völligen Unwirksamkeit der Kopplungsvorrichtung führen kann, zeigt die folgende Betrachtung einer speziellen Anordnung.

Bild 13 zeigt zwei einseitig kurzgeschlossene Paralleldrahtleitungen, die mit sehr geringem Abstand übereinander angeordnet sind, wobei

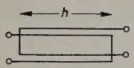


Bild 13. Ungeschalteter nichtquasistationärer Transformator

sie sich auf einem Leitungsabschnitt der Länge h überdecken, so daß ein Transformator mit einer Primär- und einer Sekundärwindung entsteht. Beide Leitungen mögen den gleichen Wellenwiderstand Z aufweisen. Vernachlässigt man den Streufluß des Transformators, so findet man mit Hilfe der Vierpoltheorie und der Leitungstheorie die Gegeninduktivität

$$M = \frac{1}{\omega} \cdot Z \cdot \tan(2\pi h/\lambda),$$

ferner die Primärinduktivität

$$L_1 = M$$

Hieraus ergeben sich folgende Betriebszustände für den Transformator:

1. $h = 0$; $M = 0$: keine Kopplung,
2. $h = \frac{\lambda}{4}$; $M = \infty$: maximale Kopplung,
3. $h = \frac{\lambda}{2}$; $M = 0$: keine Kopplung.

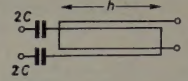
Bei einer Vergrößerung von h um weitere Viertelwellenlängen ergeben sich für M entsprechende Werte. Man sieht, daß eine Vergrößerung von h über den Wert $\lambda/4$ hinaus keine Verbesserung, sondern eine Verschlechterung der Kopplung mit sich bringt.

Wird h eine Viertelwellenlänge groß gemacht, so sind zwar optimale Kopplungsverhältnisse geschaffen, dagegen kann keine Leistung übertragen werden. Für $h = \lambda/4$ wird nämlich $L_1 = \infty$, so daß die Stromaufnahme des Transformators verhindert ist. Deshalb wird h etwas kleiner als eine Viertelwellenlänge gemacht, und zwei Kondensatoren mit gleicher Kapazität $2C$ werden entsprechend Bild 14 vor den Primärkreis geschaltet, so daß die Primärinduktivität L_1 kompensiert wird. Hierzu ist die Beziehung

$$\frac{1}{\omega C} = Z \cdot \tan(2\pi h/\lambda)$$

zu erfüllen. Entsprechend kann die Sekundärinduktivität kompensiert werden, jedoch ist dies meist nicht erforderlich. Die Verwendung von zwei Kondensatoren ist nötig, um Unsymmetrie im Kreis zu vermeiden.

Bild 14. Beschalteter nichtquasistationärer Transformator



In der bisherigen Betrachtung wurden der Primär- und der Sekundärkreis als Paralleldrahtleitungen aufgefaßt, die mit je einem Kurzschlußbügel versehen sind. Die Kurzschlußbügel wurden als klein gegen die Wellenlänge angesehen. In diesem Fall besteht auf den Bügeln eine quasistationäre Stromverteilung. Da die Länge des Bügels sehr klein ist, kann der Beitrag der Stromelemente des Bügels zum magnetischen Feld im Primärkreis vernachlässigt werden.

Kommt aber die Bügellänge in die Größenordnung der Wellenlänge, so muß mit dem Auftreten einer nichtquasistationären Stromverteilung gerechnet werden. Ein Beispiel einer solchen Stromverteilung ist im Bild 15 dargestellt. Hier ist die Stromrichtung im Bügel der Stromrichtung in dem anstoßenden Leitungsstück entgegengerichtet, so daß sich die Felder der Stromelemente des Primärkreises teilweise oder ganz aufheben. Im letzten Fall verschwindet der durch den Primärkreis tretende Fluß und damit die Gegeninduktivität, so daß keine Kopplung zwischen Primär- und Sekundärkreis besteht.

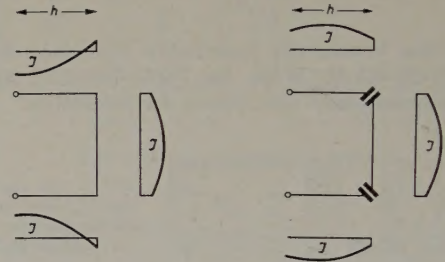
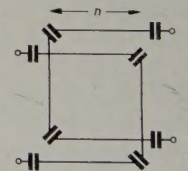


Bild 15 (links). Stromverlauf in einem ungeschalteten nichtquasistationären Stromkreis. Bild 16 (rechts). Wie Bild 15, aber in einem beschalteten Stromkreis

Bringt man aber im Primärkreis an den Bügelenden zwei Kondensatoren an, so erreicht man bei geeigneter Bemessung eine Stromverteilung, bei der der Strom im Bügel und dem anstoßenden Leitungsstück die gleiche Richtung aufweist (Bild 16). Falls h nicht größer als etwa eine halbe Wellenlänge ist, verstärken sich die magnetischen Felder der einzelnen Stromelemente des Primärkreises. Man beachte, daß bei Verwendung nur eines Kondensators die gewünschte Stromverteilung nicht erreicht wird.

Bild 17. Resonanztransformator mit doppeltbeschaltetem nichtquasistationärem Primär- und Sekundärkreis

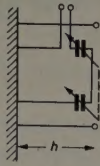


Ist h etwas kleiner als eine halbe Wellenlänge, so daß die Eingangsklemmen des Primärkreises in einen Stromknoten zu liegen kommen, so besteht maximale Kopplung; dabei ist aber die Primärinduktivität unendlich. Dem kann begegnet werden, indem man h noch etwas kleiner bemißt und zusätzlich zwei Kondensatoren entsprechend Bild 17 vorschaltet.

Wird h etwas kleiner als eine Viertelwellenlänge gemacht, so daß die Eingangsklemmen des Primärkreises in einen Strombauch zu liegen kommen, so ist die Gegeninduktivität zwar kleiner als im vorhergehenden Fall, jedoch verschwindet die Primärinduktivität, und Kompensationsmaßnahmen erübrigen sich. Jedoch muß der Kurzschlußbügel mit Kondensatoren bestückt sein (Bild 16). Werden die

Eingangsklemmen am Primärkreis durch eine leitende Wand kurzgeschlossen, so entsteht ein geschlossener Resonanzkreis. Wird dieser an geeigneter Stelle aufgeschnitten (Bild 18), so erhält man den Resonanztransformator nach Bild 2.

Bild 18. Ersatzschaltbild für den nichtquasistationären Resonanztransformator nach Bild 2



Oberwellenstrahlung

In der bisherigen Betrachtung ist angenommen, daß der Strahler mit nur einer Wellenlänge betrieben werde. Jeder dm-Sender, besonders wenn er im C-Betrieb arbeitet, liefert außer der Grundwelle eine Reihe von Oberwellen. Beispielsweise tritt bei dem vom Verfasser konstruierten, im Bereich 20...150 cm abstimmbaren Scheibentrioden-Sender besonders stark die zweite Oberwelle auf. Hieraus ergeben sich für die Bestrahlung kompliziertere Verhältnisse. Nicht nur die Grundwelle, sondern auch die Oberwellen erzeugen im Strahler Hohlrohrwellen. Da der Strahler für alle Oberwellen im Durchlaßbereich arbeitet, können unerwünschte H_{mn} -Wellen ausgestrahlt werden.

Glücklicherweise ist die Funktion des Strahlers hierdurch nicht in Frage gestellt. Es gelingt trotzdem, den Strahler an das Kabel anzupassen und die durch das Reflektometer angezeigte reflektierte Welle zum Verschwinden zu bringen. Allerdings ist zu bedenken, daß das Reflektometer, genaugenommen, nur mit monochromatischen Wellen betrieben werden darf.

Das Verhältnis der Intensitäten der abgestrahlten H_{m0} - und H_{0n} -Wellen ist stark von der Wellenlänge und der Länge des Strahlerkabels abhängig. Bei einer Grundwelle von 50 cm ist ein 1 m langes Styroflexkabel ($\epsilon = 2,4$) für die 2. Oberwelle etwa 37 Viertelwellenlängen lang. Schon bei einer Grundwelle von 48,7 cm ist dasselbe Kabel bereits eine Viertelwellenlänge „länger“. Die starke Wellenlängenabhängigkeit der Intensität der H_{0n} -Wellen erklärt sich so aus den von der Wellenlänge abhängenden Übertragungseigenschaften des Kabels für die Oberwellen. Außerdem ändern sich senderseitig die Intensitäten der Oberwellen mit der Wellenlänge, aber weit schwächer. Selbstverständlich hängt die Erzeugung der Oberwellen auch noch von den Betriebsspannungen der Senderöhre ab.

Bei bestimmten Wellenlängen unterbleibt die Abstrahlung der H_{0n} -Wellen, weil für die Oberwellen zwischen Strahler und Kabel eine starke Fehlanpassung besteht. Diese Tatsache ist von Nutzen, wenn man, um besonders einfache Verhältnisse zu erreichen, diese Wellentypen unterdrücken will.

Durch ein Mikrowellen-Polarisationsfilter, das aus einer Reihe von in der x -Richtung verlaufenden parallelen Metallstäben besteht, können alle E_{mn} - und H_{mn} -Wellen mit Ausnahme der H_{m0} -Wellen, insbesondere der H_{10} -Welle, unterdrückt werden. Da diese unerwünschten Hohlrohrwellentypen hauptsächlich durch den Strahler zugeführte Oberwellen bedingt sind, wird durch das Polarisationsfilter zugleich eine Monochromatisierung der Strahlung bewirkt.

Eine vollständige Unterdrückung der Oberwellenstrahlung ist mit dem Polarisationsfilter nicht möglich. Hierzu benötigt man ein Tiefpaß-Filter, wie es beispielsweise von Siemens & Halske geliefert wird; es wird zwischen Sender und Strahler eingeschaltet.

Die Summe der magnetischen Feldstärken der abgestrahlten H_{m0} -Wellen läßt sich für sich messen; das gleiche gilt für die H_{0n} -Wellen. Hierzu wurde eine Sonde konstruiert, die im Prinzip eine Tastspule mit einer Windung ist. Die in ihr induzierte Spannung wird mit einem Germanium-Detektor für hohe Spannungen, beispielsweise Proton BH 80, gleichgerichtet und zur Anzeige einem Multiflex-Galvanometer zugeführt. Die Induktionsspannung hängt von der Richtung der magnetischen Feldlinien gegenüber der Windungsebene ab. Verlaufen sie in der Windungsebene, dann verschwindet die Spannung. Da die Feldlinien der H_{m0} - und der H_{0n} -Wellen senkrecht zueinander stehen, empfängt die Sonde, falls sie sich in einer bestimmten Lage zum Strahler befindet, nur eine der beiden Wellentyp-Gruppen.

Über die Wirkungsweise des Strahlers bei der Abstrahlung in ein Phantom (im Kontakt oder bei Abstand) soll an anderer Stelle be-

richtet werden. Auch hier ist, wie Versuche am Salzwasser- und am Gelatine-Phantom zeigten, eine Anpassung des Strahlers an das Bestrahlungsobjekt leicht zu erreichen.

Für die freundliche Förderung der vorliegenden Arbeit bin ich Herrn Professor Dr. B. Rajewsky zu besonderem Dank verpflichtet.

Schrifttum

- [1] Esau, A.: Deutsche Patentanmeldung E 42867 VIII c/21 g, 1928
- [2] Pätzold, J., u. Osswald, K.: Temperaturverteilung in geschichteten biologischen Geweben nach der Behandlung im elektromagnetischen Strahlenfeld mit Außenmedium hoher Dielektrizitätskonstante, Naturwissenschaften Bd. 26 (1938) S. 478—479
- [3] Pätzold, J.: Untersuchungen über die Absorption und Bündelung kurzer elektromagnetischer Wellen in Elektrolyten und biologischen Geweben als Grundlage für eine medizinische Anwendung des Strahlenfeldes. Wiss. Veröffentlich. a. d. Siemens-Werken Bd. 19 (1940) Nr. 2, S. 1—31
- [4] Pätzold, J.: Die Hochfrequenztechnik in der Medizin. In Vilbig, F., u. Zenneck, J.: Fortschritte der Hochfrequenztechnik Bd. 2, S. 763—826. Leipzig 1945, Akad. Verlagsges. Becker & Erler KG
- [5] Raytheon Manufacturing Company: Raytheon microtherm acceptable. J. Amer. Med. Assoc. Bd. 135 (1947) S. 986
- [6] Krusen, F. H., Herick, J. F., Leden, U., u. Wakim, K. G.: Microkymatotherapy: Preliminary report of experimental studies of the heating effect of microwaves („radar“) in living tissues. Proc. of the Staff Meetings of the Mayo Clinic Bd. 22 (1947) Nr. 11, S. 209—224
- [7] de Séguin, L., Castelain, G., u. Peletier, M.: Recherches sur les propriétés biologiques des micro-ondes en vue de leur application thérapeutique, La rev. scient. Bd. 86 (1948) S. 335—344
- [8] Martin, H. J.: Keramik in der HF-Technik. Elektrotechn. Bd. 4 (1950) S. 142—143
- [9] Gersten, J. W., Wakim, K. G., u. Krusen, F. H.: A method for decreasing reflection of microwaves by tissues. Arch. Phys. Med. Bd. 31 (1950) S. 281—286
- [10] Krusen, F. H.: New microwave diathermy director for heating large regions of the human body. Arch. Phys. Med. Bd. 32 (1951) S. 695—698
- [11] Boyle, A. C., Cook, H. F., u. Woolf, D. L.: Further investigations into the effects of micro-waves. Ann. Phys. Med. Bd. 1 (1952) S. 3—16
- [12] Voser u. Hübner, R.: Das dielektrische Verhalten der wichtigsten Gewebe des menschlichen Körpers bei Mikrowellenbestrahlung. Therapeut. Umsch. Bd. 10 (1953) Nr. 3, S. 1—24
- [13] Graupner, J.: Methode und Technik moderner Mikrowellen-Therapie. Medizin-Markt Bd. 2 (1954) S. 366—367
- [14] Alm, H.: Mikrowellengeräte — neue Technik der Hochfrequenz-Therapie. Medizin-Markt Bd. 2 (1954) S. 64
- [15] Hübner, R.: Mikrowellen-Diathermiegeräte. Elektronik Bd. 5 (1956) Nr. 7, S. 173—177
- [16] Deutsche Elektronik GmbH: Beitrag zur Mikrowellentherapie (Standgerät „Radatherm I“ (100 W), Tischgerät „Radatherm I“ (100 W), Tischgerät „Radatherm II“ (25 W))
- [17] F. Hüttlinger: Standgerät „Tirotherm I“ (100 W), Tischgerät „Tirotherm II“ (100 W)
- [18] W. Harting: Standgerät „Dezitherm“ (125 W)
- [19] C. H. F. Müller AG: Tischgerät „Amplitron 3“ (200 W)
- [20] Nordelectro GmbH: Standgerät „Mikropan F 303“ (150 W)
- [21] M. J. Purtschert & Co. AG: Standgerät „Ray-Therm Mod. SGR 150-0,15“ (150 W), Standgerät „Ray-Therm Mod. SGRN 150-0,15“ (150 W) mit Netz-korrektur, Tischgerät „Micro-Ray Mod. GR 150-0,15“ (120 W)
- [22] Raytheon Manufacturing Company: Tischgerät „Microtherm Model CMD-4“ (125 W), Standgerät „Microtherm Model CMD-10“ (125 W)
- [23] Burdick Corporation: Standgerät „Microtherm“ (100 W)
- [24] Apparecchi Scientifici Federici: Tischgerät „Radarterapia“ (120 W)
- [25] Apparecchiature Elettroniche R. Pagani: Standgerät „Radarterapia 15/150“ (120 W)
- [26] Sanitas Electric: Standgerät „Megatherm“ (120 W)
- [27] Schwan, H. P., u. Piersol, G. M.: The absorption of electromagnetic energy in body tissues, part I, biophysical aspects. Amer. J. Phys. Med. Bd. 33 (1954) Nr. 6, S. 371—404
- [28] Schwan, H. P., u. Piersol, G. M.: The absorption of electromagnetic energy in body tissues, part II, physiological and clinical aspects. Amer. J. Phys. Med. Bd. 34 (1955) Nr. 3, S. 424—448
- [29] Alm, H., u. Heyne, K. A.: Die Behandlungstechnik mit den Mikrowellenstrahlern. Hochfrequenztherapie (1956) Nr. 1 (Informationen der wissenschaftlichen Abteilung der Deutschen Elektronik GmbH)
- [30] Alm, H., u. Heyne, K. A.: Die Behandlungstechnik mit den Mikrowellenstrahlern (Fokus- und Körperhöhlenelektroden). Hochfrequenztherapie (1956) Nr. 2
- [31] DBP Nr. 868324, Klasse 21 g, Gruppe 24⁹², Erfinder: Pätzold, Osswald, Taube, Firma Siemens & Halske: Einrichtung zur Übertragung einer elektromagnetischen Strahlung von einer Frequenz zwischen 10^8 und 10^{10} Hz auf im Nahfeld des Strahlers angeordnete Stoffe und biologische Gewebe zum Zwecke ihrer Behandlung
- [32] DBP Nr. 894421, Klasse 21 g, Gruppe 24⁹², Erfinder: H. Kaden, Firma Siemens & Halske: Anordnung zur diathermischen Bestrahlung

(eingegangen am 2. April 1957)

Von der Aussagenlogik zur logischen Algebra

DK 51: 621.316.5

In einem früheren Aufsatz¹⁾ wurde versucht, die wichtigsten Prinzipien der Aussagenlogik vorzuführen und zu zeigen, daß eine etwas breitere Kenntnis des Systems der Aussageverknüpfungen für die Lösung von elektronischen Schaltungsaufgaben sehr nützlich sein kann. In Fortsetzung dieses Aufsatzes sollen im folgenden die Begriffe, Formeln und Schemata hergeleitet werden, die zu der sogenannten „logischen Algebra“ führen. Die erste Entwicklung der dieser zugrunde liegenden Mathematik stützt sich im wesentlichen auf G. Boole. Man spricht deshalb gewöhnlich auch von einer „Booleschen Algebra“. Auf der mathematischen Seite sind im weiteren vornehmlich Whitehead und Russell [13] sowie Hilbert und Ackermann [6] zu nennen.

Auf der „elektronischen Seite“ gibt es heute eine Vielzahl grundlegender und spezieller Arbeiten, deren erfolgreiches Studium im allgemeinen jedoch erheblicher Vorkenntnisse bedarf. Unter diesem Blickwinkel mag es gerechtfertigt erscheinen, aus der Fülle des mathematischen Materials das Notwendige für eine knappe Einführung in die logische Algebra (auch „Schaltalgebra“ oder „Kontaktalgebra“ genannt) zusammenzutragen. Sie soll auf die praktischen Belange der elektronischen Schaltungstechnik zugeschnitten sein. Die Erörterung der logischen Grundbegriffe, die in dem genannten Aufsatz¹⁾ enthalten ist, sei hier nur kurz wiederholt.

Der Sinn der logischen Algebra läßt sich mit wenigen Worten etwa folgendermaßen umreißen: Die Operationen mit Aussagen, die entweder „wahr“ oder „falsch“ sein können, sind vielfach un bequem. Es bietet sich daher an, die oft recht komplizierten logischen Überlegungen durch solche mathematische Methoden zu ersetzen, die schon in Gebrauch und Übung sind. Dies gilt auch für elektronische Schaltungsaufgaben, bei denen beispielsweise Schaltzustände oder Torschaltungen auftreten. Auch dort bedient man sich mathematischer Hilfen, etwa der des binären Rechnens mit den Zahlen 0 und 1. Dabei beschränken sich die Aufgaben nicht nur auf gewöhnliche Rechenoperationen, sondern es kommen auch zum Beispiel Aufgaben der Kombinatorik vor. Diese Art des Rechnens steht mit der logischen Algebra in enger Beziehung, wie aus den folgenden Darlegungen deutlich werden wird.

1. Logische Summe (Konjunktion), logisches Produkt (Disjunktion) und Negation

In der Aussagenlogik geht es um die Verknüpfung von Ausgangsaussagen zu neuen Aussagen, das heißt zu „Verknüpfungsaussagen“. Von den Ausgangsaussagen wird vorausgesetzt, daß sie voneinander unabhängig sind und entweder „wahr“ oder „falsch“ sein können. Bei einer Anzahl n Ausgangsaussagen gibt es 2^n Variationen verschiedener Zusammenstellungen.

Werden diese nun zu neuen Verknüpfungsaussagen zusammengestellt, so kann jede der Variationen entweder „wahr“ oder „falsch“ sein, so daß sich $(2^n)^n$ überhaupt mögliche Verknüpfungsaussagen ergeben. Schon bei drei Ausgangsaussagen gibt es bereits 256 Möglichkeiten. Diese große Zahl deutet an, daß die praktische Arbeit mit Schaltproblemen eine vereinfachende Systematik meist unentbehrlich macht, worauf im besonderen in den Abschnitten 4. und 5. eingegangen werden wird. Als Beispiel $n = 2$ sind in dem genannten Aufsatz die Verhältnisse in Tab. I und Tab. II ausführlich erörtert. Von den Verknüpfungsaussagen sind dort einige sprachlich einleuchtend, andere rein definitorisch festgelegt und schließlich einige als trivial zu betrachten. Auf jeden Fall aber lassen sich alle Verknüpfungen auf das „Und“, das „Oder“ und die Negation zurückführen. Deshalb

sollen sich alle folgenden Betrachtungen ausschließlich auf diese zwei Verknüpfungsrelationen und die Negation als vorkommende Operationen beschränken.

Das „Und“ ist die logische „Konjunktion“ (vgl. [6]), beispielsweise bei drei Ausgangsaussagen mit Symbolen geschrieben

$$p \wedge q \wedge r$$

Das bedeutet: p und q und r ist dann und nur dann „wahr“, wenn alle drei zugleich „wahr“ sind.

Das „Oder“ ist die logische „Disjunktion“, zum Beispiel bei drei Ausgangsaussagen mit Symbolen geschrieben

$$p \vee q \vee r$$

Das bedeutet: p oder q oder r ist dann und nur dann „wahr“, wenn wenigstens eines von allen dreien „wahr“ ist.

Die Negation

$$\bar{p}$$

schließlich bedeutet, daß aus $p =$ „wahr“ folgt $\bar{p} =$ „falsch“ und umgekehrt.

2. Logische Summe, logisches Produkt, logisch-algebraische Regeln

Wie oben angedeutet wurde, bietet sich der Ersatz von „wahr“ und „falsch“ durch die Zahlen 0 und 1 an. Im Prinzip ist es gleichgültig, ob die 0 dem „wahr“ und die 1 dem „falsch“ oder umgekehrt zugeordnet werden. Im Schrifttum ist bislang von beiden Möglichkeiten Gebrauch gemacht worden. Hier mögen die Werte so festgelegt werden:

$$\begin{aligned} \text{„wahr“} &= 0 \\ \text{„falsch“} &= 1 \end{aligned}$$

Dann wird sich die Konjunktion (das „Und“) als logisch-algebraische Summe und die Disjunktion (das „Oder“) als logisch-algebraisches Produkt erweisen²⁾.

Führt man nämlich die 0 und die 1 in dieser Weise ein und nimmt die Worte „Summe“ und „Produkt“ algebraisch, so wird man feststellen, daß die meisten Regeln der herkömmlichen Algebra auch in der hier herzuleitenden logischen Algebra gelten. Um den Übergang zur Mathematik anzudeuten, sollen im folgenden die logisch-algebraischen Aussagen mit x, y, z (oder auch $x_1, x_2, x_3, x_4 \dots$) an Stelle von $p, q, r \dots$ bezeichnet werden. Zuerst mögen die traditionellen logischen Aussageverknüpfungen und die logisch-algebraische Summe und das logisch-algebraische Produkt gegenübergestellt werden.

Aussagenlogik				logische Algebra			
p	q	$p \wedge q$	$p \vee q$	x	y	$x + y$	xy
w	w	w	w	0	0	0	0
w	f	f	w	0	1	1	0
f	w	f	w	1	0	1	0
f	f	f	f	1	1	(1)	1

($w =$ „wahr“, $f =$ „falsch“). Wie man sieht, stimmen die Tabellen bis auf eine (durch eine Klammer bezeichnete) Ausnahme überein, für die also noch eine Ausnahmeregel erforderlich sein wird.

Um den Vergleich zwischen logischer Algebra und herkömmlicher Algebra und die Diskussion ihrer Abweichungen abzukürzen, mögen lediglich die in der logischen Algebra nicht erlaubten Regeln der

¹⁾ Weitzsch, F.: Traditionelle Aussagenlogik und elektronische Rechen- und Schaltanlagen. Elektron. Rdsch. Bd. 10 (1956) S. 331–334

Berichtigung: In diesem Beitrag muß die Unterschrift zu Abb. 5 heißen: „Wie Abb. 4, jedoch für den Fall, daß wenigstens zwei Impulsgeber eine 1 zeigen.“ Die unter Abb. 5 fälschlicherweise stehende Unterschrift ist lediglich eine andere Formulierung der unter Abb. 6 stehenden.

²⁾ In dem unter ¹⁾ genannten Beitrag wurde umgekehrt verfahren, weil es auf den ersten Blick sympathischer erscheint, die 1 dem „wahr“ zuzuordnen. Dann ist die Konjunktion das logisch-algebraische Produkt und die Disjunktion die logisch-algebraische Summe. Auch diese Festlegung tritt im Schrifttum häufig auf. Beide Fälle verhalten sich dual zueinander.

herkömmlichen Algebra genannt und dann drei Gruppen von Regeln aufgeführt werden, nämlich

A) Regeln der herkömmlichen Algebra, die unverändert auch in der logischen Algebra erhalten bleiben

B) Regeln, die in der logischen Algebra neu hinzukommen

C) Einige spezielle Regeln für die Reduktion von Ausdrücken

(Alle Regeln lassen sich leicht entweder durch Überlegung oder durch Tabellenaufstellung verifizieren.)

Die in der logischen Algebra nicht erlaubten Regeln beziehen sich allein auf die Veränderung von logischen Gleichungen durch Subtraktion und Division auf beiden Seiten. Da die Anwendung logischer Regeln fast immer die Umformung und Vereinfachung von Ausdrücken bedeutet, die in Form von Gleichungen hingeschrieben werden, treten diese Einschränkungen sehr häufig auf. Das Gleichheitszeichen verlangt, wie in der gewöhnlichen Algebra, daß stets links und rechts die gleichen Werte, also die gleichen Wahrheitswerte (w oder f bzw. 0 oder 1) stehen, welchen Wahrheitswert auch immer die links und rechts stehenden Symbole haben mögen.

Jedoch geht aus dem oben angegebenen Tabellenvergleich einerseits hervor, daß in der logischen Algebra die 2 nicht vorkommt, zum anderen ist zu beachten, daß im Kalkül die Größe 0 auftritt. Wegen der nicht vorkommenden 2 ist die Regel

$$1 + 1 = 1$$

erforderlich, wodurch sich zugleich grundsätzlich Subtraktionen in der logischen Algebra verbieten. (Man kann daher auch nicht einen Ausdruck durch Subtraktion auf die andere Seite bringen oder gar eine Kürzung auf beiden Seiten vornehmen.)

Wegen der auftretenden 0 im Kalkül verbietet sich die Division von Ausdrücken. Dadurch bleiben hinsichtlich der Veränderung von Ausdrücken auf beiden Seiten einer Gleichung nur wenige Möglichkeiten übrig, die in den Gruppen A) und B) mit aufgeführt sind.

A) Regeln der herkömmlichen Algebra, die unverändert auch in der logischen Algebra erhalten bleiben

Kommutative Gesetze: $x + y = y + x$ (A 1)

$$xy = yx \quad (\text{A } 2)$$

Assoziative Gesetze: $x + (y + z) = (x + y) + z$ (A 3)

$$x(yz) = (xy)z \quad (\text{A } 4)$$

Distributives Gesetz: $x(y + z) = xy + xz$ (A 5)

Addition und Multiplikation mit 1 und 0 :

$$x + 0 = x \quad (\text{A } 6)$$

$$x \cdot 1 = x \quad (\text{A } 7)$$

$$x \cdot 0 = 0 \quad (\text{A } 8)$$

In allen Regeln können x, y, z auch durch beliebig komplizierte Ausdrücke ersetzt werden.

B) Regeln, die in der logischen Algebra neu hinzukommen

Da die Regeln der Gruppe A) aus der herkömmlichen Algebra in Übung sind, ist es lediglich nötig, die folgenden Regeln (B 1) bis (B 9) zu beachten. Sie sollen aus diesem Grunde durch Umrandung hervorgehoben werden.

Summen und Produkte von x und negiertem x :

$$x + x = x \quad (\text{B } 1)$$

$$xx = x \quad (\text{B } 2)$$

$$x + \bar{x} = 1 \quad (\text{B } 3)$$

$$x\bar{x} = 0 \quad (\text{B } 4)$$

Erweiterung mit 1 :

$$x + 1 = 1 \quad (\text{B } 5)$$

Ein zweites distributives Gesetz³⁾:

$$(x + y)(x + z) = x + yz \quad (\text{B } 6)$$

Negierte Summe und negiertes Produkt:

$$\overline{x + y} = \bar{x}\bar{y} \quad (\text{B } 7)$$

$$\overline{x\bar{y}} = \bar{x} + y \quad (\text{B } 8)$$

Doppelte Negation:

$$\bar{\bar{x}} = x \quad (\text{B } 9)$$

C) Einige spezielle Regeln

für die Reduktion von Ausdrücken

Es gibt einige Regeln, die besonders häufig beim Rechnen auftreten. Sie lassen sich aus den Regeln der Gruppen A) und B) unmittelbar herleiten. Zunächst folgt aus den Regeln (A 7), (A 8) und (B 3), (B 4), wenn A ein beliebig komplizierter Ausdruck ist,

$$Ax + A\bar{x} = A \quad (\text{C } 1)$$

$$Ax\bar{x} = 0 \quad (\text{C } 2)$$

Die Regel (C 1) bedeutet, daß bei einer Summe von zwei Produkten, die sich nur durch ein darin enthaltenes x einerseits und ein \bar{x} andererseits unterscheiden, eine Reduktion möglich ist, zum Beispiel

$$\bar{x}y\bar{z} + xy\bar{z} = y\bar{z}$$

Die Regel (C 2) bedeutet, daß jedes Produkt, in welchem ein x zugleich mit seiner Negation auftritt, verschwindet und daher in einer Summe fortgelassen werden kann.

Weiter folgt aus den Regeln (B 5) und (A 7)

$$A(1 + x) = A$$

und daher auch

$$A + Ax = A \quad (\text{C } 3)$$

Die Regel (C 3) bedeutet, daß bei einer Summe von zwei Produkten, die sich nur durch einen zusätzlichen Faktor unterscheiden, eine Reduktion möglich ist, beispielsweise

$$\bar{x}z + \bar{x}yz = \bar{x}z$$

Eine weitere Regel kann man mit (B 3) und (B 4) finden.

$$\begin{aligned} x + y &= x(x + \bar{x}) + y(x + \bar{x}) = x + yx + y\bar{x} \\ &= x(1 + y) + y\bar{x} = x + y\bar{x} \end{aligned}$$

Daher in Erweiterung mit A und $y = B$ (sowie Vertauschung der Seiten)

$$Ax + AB\bar{x} = Ax + AB \quad (\text{C } 4)$$

Diese Regel liefert also die Reduktion auf einen Ausdruck, der insgesamt ein negiertes Symbol weniger enthält.

Eine fünfte wichtige Regel kann folgendermaßen gefunden werden: Man bildet mit Hilfe von (C 1)

$$yx + \bar{x}z = yx(z + \bar{z}) + \bar{x}z(y + \bar{y})$$

(Die Terme rechts sind lediglich mit 1 multipliziert worden.) Die rechte Seite darf ausmultipliziert werden.

$$yxz + yx\bar{z} + \bar{x}zy + \bar{x}z\bar{y}$$

Bildet man rückwärts wieder Verknüpfungen, die der Regel (C 1) genügen, so stellt man fest, daß man außer den beiden ursprünglichen

³⁾ Diese Regel folgt aus der Dualität des „Und“ und des „Oder“ in der Logik. Es war $p \vee (q \wedge r) = (p \vee q) \wedge (p \vee r)$

(vgl. Regel [A 5]). Umgekehrt gilt auch, wie man leicht prüfen kann,

$$p \wedge (q \vee r) = (p \wedge q) \vee (p \wedge r),$$

woraus unmittelbar die Regel (B 6) folgt (vgl. auch die Sätze in dem Beitrag ¹⁾).

noch eine (und nur eine) neue Verknüpfung bilden kann, nämlich aus dem 1. und 3. Term,

$$yz(x + \bar{x})$$

Da Summanden nach Regel (B 1) stets mehrfach hingeschrieben werden dürfen, darf auch der eben neu gewonnene Term dazugeschrieben werden. Daher folgt die Regel

$$yx + \bar{x}z = yx + \bar{x}z + yz$$

oder auch, wie man leicht prüfen kann, allgemeiner (und wenn man noch die Seiten vertauscht)

$$Ax + B\bar{x} + AB = Ax + B\bar{x} \quad (C 5)$$

A und B können wieder beliebig komplizierte Ausdrücke (auch mit negierten Symbolen) sein. Beispielsweise ist

$$xy + \bar{y}z + x\bar{z} = xy + \bar{y}z$$

Wie man sieht, sind die fünf Regeln (C 1) bis (C 5) für die Vereinfachung von Ausdrücken geeignet, die als Summe von Produkten geschrieben sind.

Alle hier aufgeführten Regeln ließen sich auch durch sehr viel weniger Gleichungen eines Axiomensystems ersetzen, jedoch bieten diese nicht die Übersichtlichkeit, die für praktische Übung angebracht ist, das heißt, die Axiome würden die mühsame Herleitung der immer wieder benötigten Regeln (B 1) bis (C 5) nicht entbehrlich machen.

Die Prinzipien der logischen Algebra kann man bis hierher vorläufig als abgeschlossen betrachten, so daß die Anwendung der logischen Algebra an zwei grundsätzlichen Beispielen gezeigt werden kann, nämlich an dem Aufstellen der Normalform und an einem Minimalprinzip. Zuvor soll jedoch noch eine besondere Operation vorggeführt werden, der sogenannte Sheffersche Strich, der auch für Schaltaufgaben von Bedeutung sein kann.

3. Der Sheffersche Strich

Eine überraschende logische Möglichkeit ist von Sheffer [6] gezeigt worden. Man kann nämlich außer den in dem schon erwähnten Aufsatz vorggeführten Reduktionen auch noch das „Und“, das „Oder“ und die Negation auf eine einzige Operation zurückführen. Damit lassen sich alle überhaupt vorkommenden Verknüpfungsaussagen durch eine Verschachtelung einer einzigen Verknüpfung darstellen.

Der Sheffersche Strich ist folgendermaßen definiert:

$$\bar{x}\bar{y} = x/y \quad (1)$$

Eine Probe, ob alle Aussageverknüpfungen darstellbar sind, kann sich auf die drei genannten Operationen beschränken, da die Reduktion der übrigen schon gezeigt wurde. Zunächst ist nach Regel (B 2)

$$\bar{x} = \bar{x}\bar{x}$$

und mit Gl. (1)

$$\bar{x}\bar{x} = x/x$$

daher die Negation ausdrückbar durch

$$\bar{x} = x/x \quad (2)$$

Weiter gilt für das Produkt (bei der hier festgelegten Wahl von 0 und 1 das „Oder“) mit Regel (B 9), (B 2) und Gl. (2)

$$xy = \bar{x}\bar{y} = (\bar{x}/\bar{x}) (\bar{y}/\bar{y})$$

sowie mit Gl. (1)

$$(\bar{x}/\bar{x}) (\bar{y}/\bar{y}) = (x/x)/(y/y)$$

Deshalb ist das Produkt ausdrückbar durch

$$xy = (x/x)/(y/y) \quad (3)$$

Schließlich findet man die Darstellung der Summe (bei der hier festgelegten Wahl von 0 und 1 das „Und“) nach Regel (B 9) und (B 7).

$$x + y = \overline{\overline{x + y}} = \overline{\bar{x}\bar{y}}$$

sowie mit Gl. (1), Regel (B 2) und wieder Gl. (1)

$$\bar{x}\bar{y} = \bar{x}/\bar{y} = (x/y) (\bar{x}/\bar{y}) = (x/y)/(x/y)$$

Deshalb ist die Summe ausdrückbar durch

$$x + y = (x/y)/(x/y) \quad (4)$$

Leider zeigt sich, daß die meisten logisch-algebraischen Rechnungen dadurch nicht übersichtlicher werden. Jedoch sei vermerkt, daß ein für alle Verknüpfungen einheitliches Impulstor als Baustein, das man als Realisierung des Shefferschen Striches ansehen kann, nicht kompliziert sein muß. Im allgemeinen kommt man mit einer „Und“-Schaltung und einer Potentialumkehr für die Negation aus. Eine Analyse des Shefferschen Striches im Zusammenhang mit den Minimalprinzipien ist bis heute noch nicht erfolgt.

4. Aufstellen der Normalform

Für jede Aussageverknüpfung gibt es eine sogenannte Normalform. Diese Form ist eine Konjunktion von Disjunktionen, das heißt eine logische Summe von logischen Produkten, die die Symbole (nicht notwendigerweise alle Symbole) der Ausgangsaussagen oder die ihrer Negationen enthalten⁴. Die Normalform aus irgendeiner Aussage kann zunächst durch formale algebraische Überlegungen hergestellt werden. Beispielsweise sei ein Ausdruck R (dessen Ursprung offengelassen werden soll)

$$R = x(y + \bar{y}z) + \bar{z}(\bar{y} + xz) \quad (5)$$

auf Normalform zu bringen. Man multipliziert zunächst aus.

$$R = xy + x\bar{y}z + \bar{z}\bar{y} + \bar{z}xz \quad (6)$$

Der vierte Term verschwindet wegen Regel (B 4), und man erhält

$$R = xy + x\bar{y}z + \bar{y}\bar{z} \quad (7)$$

Dieser Ausdruck ist nicht eindeutig; R läßt sich nicht nur ganz allgemein in vielfältiger Gestalt schreiben, sondern es gibt auch viele Normalformen, die sich aus R herstellen lassen⁵. Meist wird man bestrebt sein, durch Umformung möglichst einfache Ausdrücke herzuleiten. Ohne die noch im Abschnitt 5 zu besprechende Systematik zu verwenden, kann man mit Gl. (7) beispielsweise folgendermaßen verfahren: Man erweitert den dritten Term von Gl. (7) mit $(x + \bar{x})$

$$R = xy + x\bar{y}z + \bar{y}\bar{z}(x + \bar{x}) \\ = xy + x\bar{y}z + x\bar{y}\bar{z} + \bar{x}\bar{y}\bar{z}$$

und kann mit der gleichen Regel umgekehrt den zweiten und dritten Term reduzieren.

$$R = xy + x\bar{y}(z + \bar{z}) + \bar{x}\bar{y}\bar{z} \\ = xy + x\bar{y} + \bar{x}\bar{y}\bar{z}$$

Davon können wiederum der erste und zweite Term zusammengefaßt werden

$$R = x + \bar{x}\bar{y}\bar{z}$$

Weiter wird die Regel (C 4) angewandt (dort $A \rightarrow 1$; $B \rightarrow \bar{y}\bar{z}$), woraus folgt

$$R = x + \bar{y}\bar{z} \quad (8)$$

⁴ Neben dieser Form, die genauer „konjunktive Normalform“ heißt, gibt es auch eine „disjunktive Normalform“, das Produkt von Summen, wovon hier aber nicht gesprochen werden soll.

⁵ Schließlich kann der Weg, eine Normalform zu finden, verschieden sein. Im Fall der Gl. (5) kann man beispielsweise zuerst die Regel (C 4) anwenden. Man erhält

$$R = x(y + z) + \bar{z}(\bar{y} + xz)$$

und dann nach Ausmultiplizieren und Streichung von $z\bar{z}$

$$R = xy + xz + \bar{z}\bar{y},$$

ein Ausdruck, der wiederum andere Gestalt hat als Gl. (7) und dennoch die gleiche Aussage darstellt.

Bei den hier gezeigten Operationen erhält man den Eindruck, als sei es ein Glücksumstand, einen Ausdruck zu finden, der einen minimalen Umfang hat. Es gibt jedoch Prinzipien, mit deren Hilfe die Vereinfachung durch ein schematisches Vorgehen erreicht werden kann. Diese Probleme — man nennt sie „Minimalisierung“ — sind relativ schwierig. Im Abschnitt 5 wird ein einfaches Schema gezeigt werden. Im besonderen seien hier die Arbeiten von Quine [10, 11] genannt, außerdem zwei jüngere bedeutende Arbeiten von McCluskey [2, 3].

Ausgangspunkt für alle Minimalprinzipien ist die Erweiterung der Normalform zu einer „ausgezeichneten“ Normalform. Bei der letzteren enthält jedes Produkt alle Ausgangsaussagen in unnegierter oder negierter Form. Eine Art des Vorgehens möge wieder an Hand der Gl. (7) gezeigt werden. Man multipliziert jedes Produkt von Gl. (7) so oft mit $(r + \bar{r})$, bis das Produkt vollständig ist, also alle Ausgangsaussagen enthält. In r werden dabei die im jeweiligen Produkt noch nicht vorkommenden Symbole eingesetzt.

$$R = xy(z + \bar{z}) + x\bar{y}z + \bar{x}\bar{y}\bar{z}(x + \bar{x})$$

Man hat jeden Term dabei nur mit 1 multipliziert (Regel B 4). Nach Ausmultiplizieren und — wenn nötig — Streichen aller mehrfach vorkommenden Summanden (Regel B 1) erhält man die ausgezeichnete Normalform mit Produkten von überall drei Symbolen, entsprechend der Zahl 3 der hier vorliegenden Ausgangssymbole.

$$R = xyz + xy\bar{z} + x\bar{y}z + x\bar{y}\bar{z} + \bar{x}\bar{y}\bar{z} \quad (9)$$

Auch die Herstellung dieser Form scheint recht kompliziert zu sein. Ein etwas leichter Weg wird durch ein anderes Verfahren ermöglicht (nach Quine und McCluskey [2, 10, 11]). Als Beispiel sei wieder ein Tripel von Ausgangsaussagen x, y, z zugrunde gelegt. Die $2^3 = 8$ Variationen werden untereinander aufgetragen.

D	x	y	z	Z	Z'
0	0	0	0	1	$\bar{x}\bar{y}\bar{z}$
1	0	0	1	0	
2	0	1	0	0	
3	0	1	1	0	
4	1	0	0	1	$x\bar{y}\bar{z}$
5	1	0	1	1	$x\bar{y}z$
6	1	1	0	1	$x\bar{y}\bar{z}$
7	1	1	1	1	xyz

Wie man sieht, sind die Wahrheitswerte 0 und 1 für x, y, z so untereinander aufgetragen worden, wie man binär zählt. Links sind in der Spalte D die zugehörigen Dezimalzahlen aufgeführt. Die Verknüpfungsaussage (es gibt 256 Möglichkeiten!) enthält die Spalte Z . Z sagt aus, bei welcher der 8 Verknüpfungen der Wahrheitswerte von x, y, z eine 0 oder 1 folgen soll. Als Beispiel ist eine Folge eingetragen, die gerade — wie noch gezeigt wird — dem Ergebnis R von Gl. (9) entspricht. (Es ist hier bewußt eine Folge gewählt worden, bei der auf den ersten Blick kein bestimmtes System zu erkennen ist, denn auch bei Schaltaufgaben kann es vorkommen, daß für jede Zeile eine spezielle Aussage verlangt wird, für die man kein einfaches algebraisches System weiß.)

Für die Aufstellung der ausgezeichneten Normalform schreibt man nun zu jeder Zeile ein Produkt aus x, y, z , wobei jenes Symbol, zu dem in der Zeile eine 0 gehört, negiert wird. In der Spalte Z' sind diese Produkte notiert. Es ist einleuchtend, daß nun jedes Produkt den Wert 1 hat, und zwar dann und nur dann, wenn die x, y, z gerade die Werte der entsprechenden Zeile haben. Für alle anderen Zeilen ist der Wert des jeweiligen Produktes 0. Setzt man schließlich alle die Produkte zu einer Summe zusammen, die in der Zeile mit einer 1 in der Spalte Z stehen, so erhält man die ausgezeichnete Normalform

$$R = \bar{x}\bar{y}\bar{z} + x\bar{y}\bar{z} + x\bar{y}z + x\bar{y}\bar{z} + xyz \quad (9a)$$

(vgl. Gl. (9), dort ist nur die Reihenfolge eine andere). Wenn also die x, y, z nacheinander, den Dezimalzahlen 0 bis 7 folgend, die in den Zeilen stehenden Werte durchlaufen, so kommt in der Summe immer gerade dann eine 1 vor, wenn das Produkt für diese Zeile hingeschrieben wurde.

Die binäre Aufstellung der Variationen erlaubt eine bequeme Formulierung der Verknüpfungsaussage Z (vgl. [2, 10, 11]). Ist zum Beispiel

$$x = x_3; \quad y = x_2; \quad z = x_1; \quad D \triangleq x_3, x_2, x_1$$

und schreibt man lediglich in einer Funktion (bzw. logischen Summe) T die Dezimalzahlen auf, bei denen in der Spalte Z eine 1 steht,

$$T = \Sigma(0, 4, 5, 6, 7) \quad (10)$$

dann kann man mit der so definierten Aussage bei Kenntnis der zugehörigen binären Zahlen sofort die ausgezeichnete Normalform hinschreiben.

Von der ausgezeichneten Normalform aus kann an die systematische Vereinfachung der Ausdrücke gegangen werden.

5. Minimalprinzip

Der Begriff „Vereinfachung“ von logischen Ausdrücken ist nicht leicht zu erfassen, wenn man an das praktische Ziel bei elektronischen Aufgaben, den Aufwand an Schaltmitteln auf ein Minimum zu bringen, verfolgt. Dabei kommt es beispielsweise auf die Art der verwendeten Schaltelemente und auf sonstige Bedingungen, die an die Apparatur gestellt werden, an. Besteht die Schaltung aus elektronischen „Und“- und „Oder“-Toren sowie einem Bauelement für die Negation, so würde das bedeuten, daß man die Gesamtzahl an Summen, Produkten und Negationen auf ein Minimum zu bringen hätte. An dieser Stelle könnte man an eine Minimalzahl Shefferscher Striche denken. Die Probleme sind jedoch nicht leicht zu lösen, und die Aufgabe, die hier vorgeführt werden soll, mag ausschließlich darin bestehen, die Gesamtzahl an Symbolen (gleichgültig, ob diese negiert sind) zu reduzieren.

Von der ausgezeichneten Normalform ausgehend, braucht man dazu nur die Regeln (C 1) und (C 5), wovon zuerst die Regel (C 1) angewandt wird, und zwar derart, daß jeder Term mit jedem Term zu reduzieren versucht wird. Das kann man tun, da mit Regel (B 1) jeder Summand beliebig oft dazugeschrieben, also wiederholt werden kann. Die nicht reduzierbaren Terme müssen selbstverständlich stehenbleiben, das sind alle die, die nicht an einer Reduktion beteiligt werden konnten. Bleiben mehrfach vorkommende Summanden übrig, so können nach Regel (B 1) die überzähligen gestrichen werden. An Hand von Gl. (9) und Gl. (9a) sei dieses Verfahren angewandt.

$$\begin{aligned} R &= \bar{y}\bar{z}(x + \bar{x}) && \text{(erster Term mit folgenden)} \\ &+ x\bar{y}(z + \bar{z}) + x\bar{z}(y + \bar{y}) && \text{(zweiter Term mit folgenden)} \\ &+ xz(y + \bar{y}) && \text{(dritter Term mit folgenden)} \\ &+ xy(z + \bar{z}) && \text{(vierter Term mit folgenden)} \end{aligned}$$

(Jeder Term ist hier erfaßt worden, und keiner kommt mehrfach vor.)

$$R = \bar{y}\bar{z} + x\bar{y} + x\bar{z} + xz + xy$$

Dann wird das Verfahren so oft wiederholt, wie es möglich ist.

$$R = \bar{y}\bar{z} + x(\bar{y} + y) + x(\bar{z} + z)$$

Hier sind der zweite und dritte Term gleich. Es folgt

$$R = x + \bar{y}\bar{z} \quad (11)$$

(vgl. Gl. (8)). Das besprochene Verfahren führt noch nicht notwendigerweise auf jene Summe, die die wenigsten Symbole enthält. Es ist möglich, daß eine Anzahl von den so gewonnenen Ausdrücken eine andere Anzahl „überdeckt“, so daß es Terme gibt, die gestrichen werden können, ohne daß sich der Wahrheitswert von R bei Variation der Ausgangsaussagen ändern würde. Diese Möglichkeit tritt um so eher auf, je größer die Anzahl der Ausgangsaussagen ist. Bei 5 Ausgangsaussagen kann schon eine Fülle von zwei- und mehrfachen Überdeckungen vorkommen. Das Auffinden dieser Überdeckungen mit Hilfe der Regel (C 5) ist dann sehr mühsam. Von McCluskey sind in zwei interessanten Arbeiten [2, 3] dazu ausführliche und exakte Verfahren angegeben worden, die den Aufwand verringern helfen und auch die Grundlagen für umfangreichere Programmierungen liefern.

Unter anderem wird dort der erste Schritt (oben von Gl. (9) auf Gl. (11)) tabellarisch vorgenommen, wobei es sogar möglich ist, ausschließlich mit Gruppen von Dezimalzahlen zu rechnen. Die sich ergebenden Produkte nennt man „prime implicants“. Der zweite

Schritt, aus diesen die minimale Summe zu finden, wird an Hand einer Aufstellung der prime implicants vorgenommen, wobei die Mindestzahl in einem schematisch-grafischen Verfahren gefunden wird. Die Beherrschung der dazu erforderlichen Technik ist — naturgemäß mit wachsender Zahl der Ausgangsaussagen — nicht sehr leicht. Die genannten Arbeiten sind jedoch wohl als erste brauchbare Lösung des Minimalproblems anzusehen. Die hier zusammengestellten einführenden Prinzipien der logischen Algebra werden indessen davon nicht berührt, da man sie als ein in sich schon abgeschlossenes System betrachten kann.

Schrifttum

- [1] Buffery, G. H.: Contribution to the algebra of relay and switch contacts. J. Inst. electr. Eng. Bd. 98 III (1951) S. 76
- [2] McCluskey, E. J.: Minimization of boolean functions. Bell Syst. techn. J. Bd. 35 (1956) S. 1417—1444
- [3] McCluskey, E. J.: Detection of group invariance of total symmetry of a boolean function. Bell Syst. techn. J. Bd. 35 (1956) S. 1445—1459
- [4] Craven, T. L.: Logic and the circuit designer. Electr. Engng. Bd. 72 (1953) S. 257

- [5] Goldammer, R.: Kontakt-Algebra. racio mentor Bd. 20 (1954) S. 198—204
- [6] • Hilbert, D., u. Ackermann, W.: Grundzüge der mathematischen Logik. 3. Aufl., Göttingen 1949, Springer
- [7] • Menschowski, H.: Wandlungen des mathematischen Denkens. Braunschweig 1956, Vieweg
- [8] Shannon, C. E.: A symbolic analysis of relay and switching circuits. Trans. Amer. Inst. electr. Engs. Bd. 57 (1938) S. 713—723
- [9] Shannon, C. E.: The synthesis of two-terminal switching circuits. Bell Syst. techn. J. Bd. 28 (1949) S. 59—98
- [10] Quine, W. V.: The problem of simplifying truth functions. Amer. math. Month. Bd. 59 (1952) S. 521—531
- [11] Quine, W. V.: A way for simplify truth functions. Amer. math. Month. Bd. 62 (1955) S. 627—631
- [12] Weitzsch, F.: Traditionelle Aussagenlogik und elektronische Rechen- und Schaltanlagen. Elektron. Rdsch. Bd. 10 (1956) S. 331—334
- [13] Whitehead, A. N., u. Russell, B.: Principia Mathematica, Bd. 1. Cambridge 1925, Cambridge University Press

(eingegangen am 11. Sept. 1957)

K. HEINE

Das Messen extrem kurzer Nachleuchtzeiten bei elektronisch erregten Luminophoren

DK 621.3.032.35:531.76

Neben dem wissenschaftlichen Interesse an der Lebensdauer eines angeregten Zustandes spielt in der Technik die Abklingzeit eines derartigen Vorganges eine maßgebliche Rolle. Ähnliche Probleme wie zum Beispiel bei Szintillationszählern, deren Auflösungsvermögen für Einzelimpulse von sehr kurzen An- und Abklingzeiten abhängt, treten bei Luminophoren in Katodenstrahlröhren auf. Derartige kurz nachleuchtende Leuchtstoffe werden heute gebraucht, um Lichtimpulse von extrem kurzen Zeiten und hohen Flankensteilheiten zu erzeugen. In der Fernsehtechnik werden beispielsweise für Dia-Abtaströhren Zinkoxyde verwendet, die Nachleuchtzeiten von etwa 10^{-6} s haben. Diese schon verhältnismäßig kurze Nachleuchtzeit reicht aber noch nicht aus, um Fernsehsignale unverzerrt wiederzugeben. Um diese Nachteile auszugleichen, ist man gezwungen, senderseitig Nachleucht kompensationsglieder zu verwenden.

In den letzten Jahren sind Luminophore mit Nachleuchtzeiten von kürzer als 10^{-7} s entwickelt worden. Diese Kurznachleuchter liefert in der Hauptsache Philips Gloeilampenfabrieken. Wird ein solcher Leuchtstoff beispielsweise für Dia-Abtaströhren verwendet, so kann man senderseitig auf jegliche Nachleucht kompensations verzichten.

Diese Leuchtstoffe — es handelt sich vorwiegend um Erdalkalialumino-silikate — stellen an die elektronischen Meßgeräte wesentlich höhere Anforderungen als beispielsweise Zinkoxyde. Bei der meßtechnischen Erfassung der Luminophore muß auf der Steuerseite das Hauptaugenmerk auf die Impuls generatoren und auswerteseitig auf die Breitbandverstärker gerichtet werden. Im folgenden sei ein Meßgerät beschrieben, das es gestattet, Nachleuchtzeiten in der Größenordnung von 10^{-3} bis etwa 10^{-8} s zu messen.

Wenn hier von der Nachleuchtdauer oder -zeit gesprochen wird, so ist der Intensitätsabfall von der Maximalhelligkeit auf den 50%-Wert gemeint. Die Anstiegszeit von Impulsen ist wie in der Impulstechnik als die Anstiegszeit vom 10%- bis zum 90%-Wert der Amplitude definiert.

Bild 1 zeigt das vereinfachte Blockbild eines Nachleuchtzeiten-Meßgerätes. Das Meßprinzip ist sehr einfach, fordert jedoch große Stabilität von den einzelnen Baugruppen. Der Wehneltzylinder des Prüflings 1 mit dem zu messenden Leuchtstoff wird von einem Impuls generator 7 getastet, das elektrische Signal im Schirm des Prüflings in ein optisches Signal umgewandelt und von einer Optik gebündelt auf einen Sekundärelektronenvervielfacher 2 geleitet. Dieser wandelt das optische Signal wieder in ein elektrisches um. Mit einem Spannungspegel von etwa 20 mV verläßt das Signal den Sekundärelektronenvervielfacher und wird in zwei Breitband-Ver-

stärkerzügen 3, 4 verstärkt, so daß auf der nachfolgenden Sicht-röhre 5 eine Amplitude von 40 mm ausgeschrieben werden kann. Der im Prüfling fließende Elektronenstrom wird mit einem Röhren-galvanometer in der Katode gemessen.

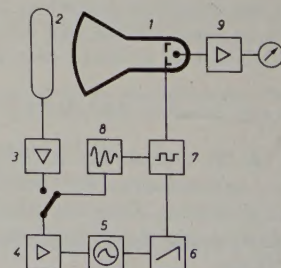
Für die Impulsansteuerung des Prüflings sind zwei Verfahren geeignet. Das erste, das auch hier verwendet wird, arbeitet mit einem Rechteckgenerator. Dabei ergeben sich Folgefrequenzen in der Größenordnung von 1 MHz.

Kurznachleuchter in diesem Gebiet haben erfahrungsgemäß fast dieselben An- und Abklingzeiten. Zum Messen der An- und Abklingzeit und zum Abbilden des ganzen Vorganges eignet sich am besten das Tastverhältnis 1:1. Größere Tastverhältnisse als 1:3 sind wegen der ungünstigen Platzausnutzung auf dem Sichtschirm unzuweckmäßig.

Das zweite Verfahren arbeitet mit einer niedrigen Folgefrequenz von etwa 10 kHz. Auf die Vor- und Nachteile dieses Prinzips, das unter dem Namen „aperiodischer Betrieb“ bekannt ist, sei kurz eingegangen, um erkennen zu lassen, warum die Rechtecksteuerung vorgezogen wurde.

Bei diesem Verfahren werden bei verhältnismäßig niedrigen Folgefrequenzen immer nur kurze, sehr steile positive Rechteckimpulse auf den Wehneltzylinder des Prüflings gegeben. Dadurch entstehen je nach Länge der Nachleuchtzeit Tastverhältnisse von mehr als 1:100. Der Zeitbasis-Generator des Oszillografen arbeitet dann als aperiodisches Kippgerät. Dabei hat man die Möglichkeit, das Oszillogramm mit der Kippfrequenz fast beliebig dehnen zu können. Für Luminophore mit sehr unterschiedlicher An- und Abklingzeit ist dieses Verfahren dem Rechteckbetrieb überlegen, da es hierbei möglich ist, Impulsdauer und Impulspause genau auf den Leuchtstoff abzustimmen und so den günstigsten Zeitmaßstab zu erreichen. Nur macht sich beim Arbeiten mit niedriger Folgefrequenz das dabei

Bild 1. Blockbild eines Nachleuchtzeiten-Meßgerätes (1 Prüfling, 2 Sekundärelektronenvervielfacher, 3 Vorverstärker, 4 Endverstärker, 5 Sicht-röhre, 6 Zeitbasis-Generator, 7 Impuls-generator, 8 Zeitmarkengeber und 9 Gleichstromverstärker)



entstehende dunklere Oszillogramm unangenehm bemerkbar. Diese Helligkeitseinbuße entsteht dadurch, daß bei Tastbetrieb die Anregungsintensität des Leuchtschirmes beim Sichtrohr wesentlich geringer ist als bei periodischem Betrieb.

Gewisse Schwierigkeiten bereitet beim aperiodischen System die Ermittlung des Spitzenwertes des Strahlstromes. Mit Spitzenstrommessern ist es sehr schwierig, in Katodenleitungen von Elektronenstrahlröhren zu messen, zumal es sich um Ströme in der Größenordnung von 10^{-6} A handelt. Es bleibt also nur das Galvanometer. Dieses mißt aber nur den arithmetischen Mittelwert, dessen Umrechnung auf den Scheitelwert hier etwas umständlich und zeitraubend ist. Zur Fertigungskontrolle wäre dieses Verfahren schon aus diesem Grunde nicht geeignet. Sollte beispielsweise eine Nachleuchtcurve bei $0,1 \mu\text{A}$ Strahlstrom gemessen werden, so wäre bei einem Tastverhältnis von 1:100 ein Indikator nötig, der gestattet, Ströme von 10^{-9} A zu messen, während bei Rechteckbetrieb ein Galvanometer mit nur 10^{-6} A Empfindlichkeit erforderlich ist. Das Messen derartiger Ströme macht heute zwar keine Schwierigkeiten mehr, ist aber bei einem robusten Betriebsmeßgerät doch etwas kritisch.

Diese Schwierigkeiten waren der Grund, mit dem Rechteckverfahren zu arbeiten. Dabei erhebt sich aber die Frage, mit welcher Impulsfrequenz noch welches Nachleuchten gemessen werden kann. Um diese Frage beantworten zu können, muß erst zum Nachleuchten selbst einiges gesagt werden. Nachleuchtfunktionen verlaufen nach einer Exponential- oder nach einer Hyperbelfunktion. Meistens sind es aber e-Funktionen, und von einer solchen sei in diesen Betrachtungen ausgegangen.

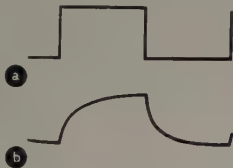


Bild 2. Kurvenverlauf am Wehneltzylinder und am Schirm des Prüflings; a) Tastimpuls auf dem Prüfling, b) richtiger zeitlicher Helligkeitsverlauf des Leuchtstoffes



Bild 3. Helligkeitsverlauf des Leuchtstoffes bei zu kurzen Tastimpulsen

Wie Bild 2 zeigt, soll die Impulsfrequenz des Rechtecks so eingestellt werden, daß der Elektronenstrom zwischen Elektronenkanone und Leuchtschirm so lange fließt, bis volle Erregung des Leuchtstoffes gesichert ist. Analog muß zum Abklingen der Strahlstrom so lange unterdrückt werden, bis die Helligkeit sicher abgeklungen ist. Ist der neue positive Impuls am Wehneltzylinder des Prüflings bereits wirksam, bevor die Helligkeit des Leuchtstoffes abgeklungen ist, so entsteht ein Helligkeitsverlauf nach Bild 3. Dieses Bild kann man zwar nur mit einem Gleichstromverstärker sichtbar machen, aber auch bei einem Wechselspannungsverstärker läßt sich bei einiger Übung sofort erkennen, ob die Impulsfrequenz richtig eingestellt ist. Am einfachsten ist eine zu hohe Impulsfrequenz daran zu erkennen, daß der Helligkeitsanstieg nicht bis zur Sättigung erfolgt.

Theoretisch müßte die Impulspause unendlich lange dauern, um das Nachleuchten vollkommen erlöschen zu lassen. Will man sehr sicher gehen, dann muß die Impulspause mindestens so lange dauern, bis die Nachleuchtzeit auf den 1%-Wert abgesunken ist. Bei den meisten Luminophoren kann mit genügender Genauigkeit die Impulspause bis zum 5%-Wert des Nachleuchtens verkürzt werden. Dieselben Überlegungen gelten auch für die Anklingzeit.

1. Impulsgenerator

Für einen Rechteckgenerator mit sehr großer Flankensteilheit ist zweifellos der Multivibrator die beste Schaltung. Es sind zwar schon Schaltungen mit Röhren bekannt, die zwischen Schirmgitter und Anode eine Sekundärelektrode haben und Impulsflanken von etwa 10^{-9} s erzeugen können [1], jedoch sind diese Schaltungen noch nicht genügend ausgereift, um hier verwendet werden zu können.

Bild 4 zeigt die Prinzipschaltung des Impulsgenerators für die Wehneltsteuerung. R6 2 und R6 3 arbeiten als Multivibrator. Der Arbeitswiderstand ist sehr niedrig, um möglichst große Flankensteil-

heit zu erreichen. Die Frequenz ist im Bereich 200 Hz...1,5 MHz durchstimmbar, wobei die Grobabstimmung mit Hilfe eines Revolvers und die Feinabstimmung durch Arbeitspunktverlagerung erfolgt. R6 1 ist Trennröhre zwischen Multivibrator einerseits und Kippgerät und Zeitmarke andererseits. Um den Multivibrator kapazitiv so wenig wie möglich zu belasten, ist die Trennröhre gegengekoppelt.

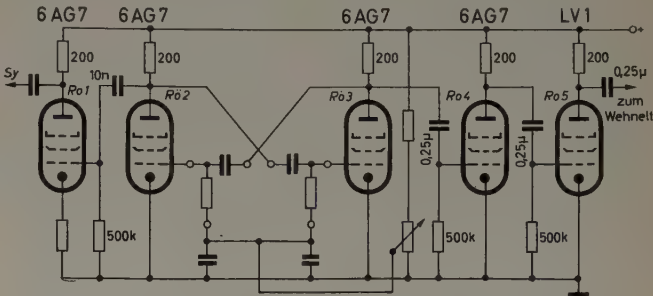


Bild 4. Prinzipschaltung des Impulsgenerators für die Wehneltsteuerung

Der Tastimpuls wird zweimal abgeschnitten, so daß man saubere positive und negative Impulsdächer erhält. Die Ausgangsröhre R6 5, eine LV 1, ermöglicht es, an 200 Ω etwa 20 V_{ss} bei $3 \cdot 10^{-8}$ s Anstiegszeit zu erzeugen.

2. Prüfling

Um festzustellen, wie sich das Nachleuchten eines zu messenden Leuchtstoffes in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit der anregenden Elektronen verhält, ist es erforderlich, den Prüfling mit sehr hohen Spannungen zu untersuchen. An die Prüfröhre sind also hauptsächlich zwei Forderungen zu stellen: hohe Spannungsfestigkeit und große Steilheit. Ferner ist das Triodensystem dem Pentodensystem wegen der einfacheren Strahlstromauswertung vorzuziehen, denn bei der Pentode müßte jedesmal der Schirmgitterstrom, da ja in der Katodenzuleitung gemessen wird, abgezogen werden. Für Fernsehen und kommerzielle Zwecke ist es wünschenswert, verschiedene Leuchtstoffe bis nahezu 40 kV messen zu können. Der für dieses Gerät ver-

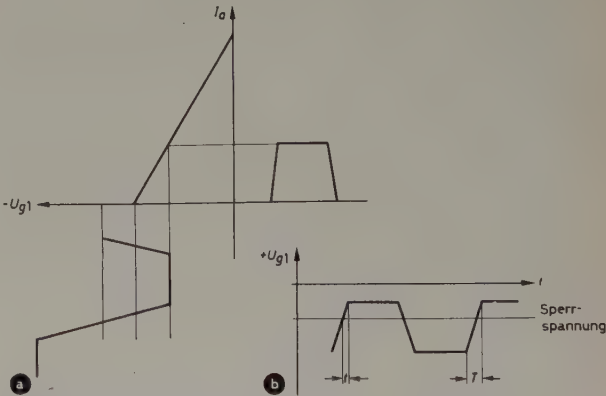


Bild 5 a. Lage des Tastimpulses auf der I_a - U_g -Kennlinie. Bild 5 b. Wird der Impuls in ein Kennlinienfeld $U_{g1} = f(t)$ eingetragen, so erkennt man, daß bei kleiner Ansteuerung die wirksame Anstiegszeit t kürzer ist

wendete Standard-Prüfling war für Anodenspannungen bis 40 kV ausgelegt und hatte bei 20 kV Anodenspannung — 20 V Sperrspannung. Eine möglichst geringe Sperrspannung ist besonders wichtig, da die vom Impulsgenerator abgegebene Tastspannung mit Rücksicht auf die kurze Anstiegszeit begrenzt ist. Je kleiner die Tastspannung sein kann, um so kürzer wird (Bilder 5a und 5b) die am Wehneltzylinder wirkende Sprungzeit.

Die Prinzipschaltung des Prüflings zeigt Bild 6. Die Spulen Sp 1 und Sp 2 sind für die Strahlverschiebung im Koordinatensystem bestimmt. Dadurch ist es möglich, verbrannte Stellen des Leuchtstoffes zu umgehen oder den Strahl so einzustellen, daß er eine empfindliche Fläche auf der Photokatode des Sekundärelektronenvervielfachers trifft. Um genau definierte Belastungsverhältnisse (μA je cm^2 Schirmfläche) für den Leuchtstoff einstellen zu können, ist es erforderlich,

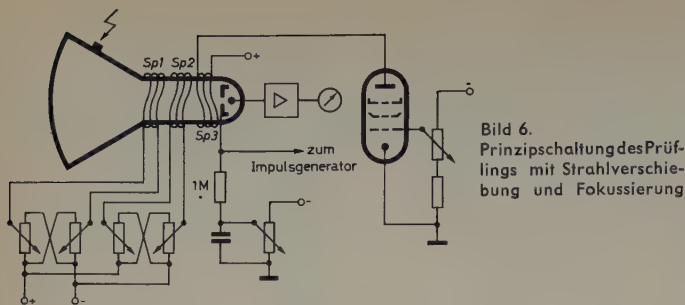


Bild 6. Prinzipschaltung des Prüf- lings mit Strahlverschie- bung und Fokussierung

den Elektronenstrahl mit einer Fokusserspule *Sp 3* in gewissen Gren- zen defokussieren zu können. Die in Serie mit der Fokusserspule ge- schaltete Pentode gestattet es, die magnetische Feldstärke stufenlos bis auf Null zu regeln. Außerdem wird der Magnetisierungsstrom mit der Pentode ohne Rücksicht auf thermische Veränderungen innerhalb der Fokusserspule konstantgehalten.

Damit die Oszillografenkurven während der Auswertung stabil nach Amplitude und Form stehen, ist es zweckmäßig, alle Betriebsspan- nungen sehr gut zu stabilisieren. Die Heizspannung wird mit einem magnetischen Spannungskonstanthalter stabilisiert; als Hochspan- nungsquelle für den Prüfling dient ein hochkonstantes elektronisch geregeltes Netzgerät mit kontinuierlichem Einstellbereich 8...50 kV. Die Wehneltvorspannung wird ebenfalls einer stabilisierten Span- nungsquelle entnommen.

Der Spannungsabfall, den der Strahlstrom am Katodenwiderstand hervorruft, wird mittels eines Gleichstromverstärkers verstärkt und an einem Drehspulinstrument angezeigt. Durch dieses Meßver- fahren ist das Anzeigeinstrument automatisch vor Überlastungen und Überschlagen im Prüfling geschützt. Die Strahlstrommessung kann in vier Bereichen von 1 μ A...50 μ A Vollausschlag des Anzeige- instrumentes durchgeführt werden.

3. Sekundärelektronenvervielfacher

Der SEV ist in einem lichtdichten Gehäuse untergebracht, um ihn vor Fremdlichteinstrahlung zu schützen; ebenso ist er gut gegen statische und magnetische Felder abgeschirmt. Zwischen Photokatode und Leuchtschirm befinden sich, je nach zu messendem Leuchtstoff, eine veränderbare Lochblende, auswechselbare Filter, ein umschwenk- bares Prisma und nach Bedarf eine Optik. Die veränderbare Loch- blende dient vor allem zum Schutz der Photokatode, um sie bei großen Leuchtdichten, wie sie bei Messungen im Bereich der Sätti- gung auftreten, zu schützen.

Bei Mehrkomponentenschirmen überlagern sich zwei Nachleucht- funktionen. Aus diesem Grunde ist es manchmal von Interesse, beide Komponenten voneinander trennen zu können. Das geschieht zweck- mäßigerweise mit Filtervorsätzen, die genau auf die betreffenden Wellenlängen abgestimmt sind. Wie bereits erwähnt, ist es nötig, genau definierte Belastungsverhältnisse einstellen zu können, und des- halb wichtig, den Leuchtfleckdurchmesser auf dem Leuchtschirm genau zu messen. Diese Messung geschieht mit einem in den Strahlen- gang einschenkbaren Umkehrprisma mit eingraviertem Maßstab. Bei

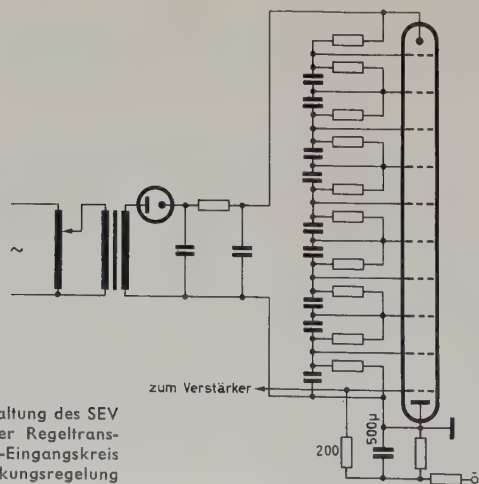


Bild 7. Prinzipschaltung des SEV mit Netzgerät. Der Regeltrans- formator im Netz-Eingangskreis dient zur Verstärkungsregelung

extrem niedrigen Leuchtdichten kann schließlich noch die Empfind- lichkeit der Messung durch eine zusätzliche Optik vergrößert werden. Es können somit noch die Randstrahlen erfaßt werden, die sonst den SEV nicht erreichen.

Zwischen SEV-Ausgang und Verstärker liegen etwa 400 mm Zu- leitungsstrecke. Diese Verbindung ist nicht mit einem Katodenver- stärker, sondern mit einer kapazitätsarmen Zuleitung und sehr nied- rigem Arbeitswiderstand (200 Ω) des SEV zufriedenstellend herge- stellt worden.

Die Verstärkung eines SEV hängt von seiner Stufenspannung ab; es liegt deshalb nahe, durch Verändern der Stufenspannung die Ein- gangsempfindlichkeit der Meßanordnung stufenlos zu regeln. Da es hierbei nicht auf die Messung von Absolutamplituden ankommt, ist diese Regelung vollkommen zweckentsprechend. Die praktische Aus- führung erfolgt gemäß Bild 7 mit einem Regeltransformator vor der Primärseite des Hochspannungstransformators. Der Regeltransfor- mator seinerseits wird von einem magnetischen Spannungskonstant- halter gespeist.

4. Verstärker

An diese Bausteine des Gerätes werden wohl die größten Anforde- rungen in bezug auf Stabilität und Frequenzgang gestellt. Rechnet man mit 1 MHz als höchster Impulsfrequenz, so ist beim Verstärker eine Grenzfrequenz von mindestens 15 MHz anzustreben. Geht man von der Überlegung aus, daß bei Verstärkung der zehnten Oberwelle ein Impuls schon sehr gut wiedergegeben wird, so ist bei einem Ver- stärker, der die 15. oder 20. Oberwelle noch verstärkt, genügend große Sicherheit vorhanden. Über die damit erreichbaren Genauig- keiten wird im Abschnitt „Auswertung“ noch eingegangen werden.

Da bis 20 MHz RC-Verstärker noch mit vertretbarem Aufwand ge- baut werden können, wurde einem solchen gegenüber dem Kettenver- stärker mit seinem wesentlich höheren Aufwand der Vorzug gegeben.

Bild 8 gibt die etwas abgewandelte Schat- tung einer normalen Breitband-Verstär- kerstufe wieder, wie sie hier verwendet wird. Die untere Grenzfrequenz des ge- samten Verstärkers ist ungefähr 1 Hz, die obere ungefähr 18 MHz. Abweichend vom klassischen RC-Verstärker, liegen die Kompensationsinduktivität und die Tie- fenkompensation im Gitterzweig der fol- genden Röhre. Die Schaltungsabwand- lung hat den Vorteil, daß die Kompensationskapazität bei Gitterkompensation wesentlich kleiner ist als bei Anoden- kompensations. Gegenüber 20 ... 60 μ F kommt man bei dieser Schaltung mit Kapazitäten in der Größenordnung von 2 μ F aus.

Auf die Berechnungsgrundlagen [2] im allgemeinen sei hier nicht eingegangen; lediglich die Tiefenkompen- sation sei näher betrachtet.

Setzt man zunächst voraus, daß R_g' Unendlich ist, so ergibt sich für die Tiefenkomensation folgende einfache Beziehung:

$$R_a \cdot C_K = R_g \cdot C_g \quad (1)$$

Unter Berücksichtigung der Schaltkapazität ist es ratsam, C_K nicht übermäßig groß zu machen. R_g liegt berechnungsmäßig durch die obere Grenzfrequenz fest. Für R_a kann man, wie die folgenden For- meln zeigen werden, fast beliebige Werte einsetzen, denn da der eigentliche Arbeitswiderstand R_g ist, brauchen für R_a keine Über- legungen in bezug auf die obere Grenzfrequenz angestellt zu werden. Um aber günstige Werte für die übrigen Schaltelemente zu erhalten, hat sich 10 k Ω für R_a als günstig erwiesen.

Als zu ermittelnde Größe bleibt demnach nur noch C_g übrig. Aus Gl. (1) ergibt sich C_g zu

$$C_g = \frac{R_a \cdot C_K}{R_g} \quad (2)$$

Die Gitterableitwiderstände dürfen nicht unendlich groß sein; bei steilen Breitband-Verstärkerpentoden liegt die obere Grenze bei 1 M Ω . Somit ist R_g' das Schaltelement, das die Tiefenkomensation nach unten beschränkt. Wie weit nun die Tiefenkomensation wirk-

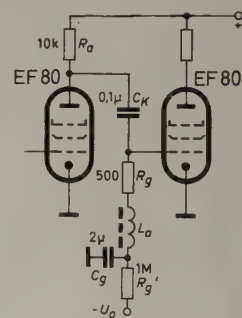


Bild 8. Prinzipschaltung einer Stufe des Breitbandverstärkers

sam bleibt, soll folgende Überlegung zeigen. C_g und R_g' können als Parallelschaltung angesehen werden. Dann wird der komplexe Widerstand

$$\Re = R - j \frac{1}{\omega C} \quad (3)$$

oder nach Betrag und Phase

$$\Re = \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}} \cdot e^{-j\varphi} \quad \tan \varphi = -\omega C R \quad (4)$$

Für $\tan \varphi = 1$ erhält man die Grenzfrequenz des Netzwerkes

$$f_{gr} = \frac{1}{2\pi CR} \quad (5)$$

Bei diesen Betrachtungen wurden Innen- und Eingangswiderstand der Röhren $Rö 1$ und $Rö 2$ vernachlässigt.

5. Oszillograf

Auf das Sichtgerät braucht hier nicht näher eingegangen zu werden; es unterscheidet sich nur unwesentlich von einem normalen Oszillografen. Das Zeit-Ablenkgerät hat ein Kippgerät für Kippfrequenzen bis etwa 1 MHz. Die Synchronisierung erfolgt direkt vom Impuls-generator.

6. Zeiteichung

Die Zeiteichung des Oszillogramms geschieht hier nicht wie bei Oszillografen durch Dunkelsteuerung des Elektronenstrahles, sondern durch Schreiben einer gedämpften Schwingung mit Hilfe der Y-Platten. Es muß also vor jeder Messung zunächst die Zeitbasis in mm/s geeicht werden. Dieses Verfahren ist zwar zeitraubender als die Dunkelsteuerung, hat aber den Vorteil der größeren Genauigkeit, die

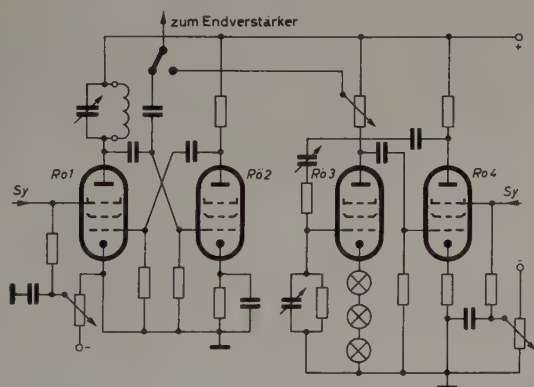


Bild 9. Prinzipschaltung des Zeitmarkengenerators. $Rö 1$ und $Rö 2$ bilden den LC-Generator (100 kHz...10 MHz), $Rö 3$ und $Rö 4$ den RC-Generator. Am Spannungsteiler in der Anodenleitung $Rö 3$ wird die Schwingung abgenommen (2...50 kHz)

durch die exakten Nulldurchgänge der gedämpften Schwingung gegeben ist. Die Umschaltung von „Messen“ auf „Eichen“ wird (s. Bild 1) beim Endverstärker vorgenommen.

Um die Ungenauigkeiten der Zeiteichung auf ein Minimum zu reduzieren, sind mindestens zehn Nulldurchgänge nötig. Aus diesen Erwägungen heraus muß der Eichgenerator das Frequenzband 2 kHz bis 10 MHz bestreichen. Diese Forderung wurde durch einen RC- und einen LC-Generator erfüllt. Die Prinzipschaltung zeigt Bild 9. Beide Generatoren sind so eingestellt, daß sie nur beim Eintreffen eines Synchronimpulses gedämpfte Schwingungen abgeben.

Beim LC-Generator ($Rö 1$, $Rö 2$) ist $Rö 1$ im Ruhezustand durch eine hohe negative Bremsgittervorspannung gesperrt. Gelangt ein synchronisierender Impuls auf das Bremsgitter, dann wird $Rö 1$ leitend und stößt dadurch den Schwingkreis in der Anodenleitung an. Die Amplitude dieses Stromimpulses und damit die Abklingzeit der Schwingungen läßt sich durch die Rückkopplungsröhre $Rö 2$ einstellen.

Der RC-Generator ($Rö 3$, $Rö 4$) arbeitet in bezug auf die Ansteuerung ähnlich wie der LC-Generator. Als frequenzbestimmendes Glied findet hier eine Wienbrücke Verwendung. Die Phasendrehung, die zur Erfüllung der Rückkopplungsbedingung erforderlich ist, wird mit $Rö 4$ erreicht.

7. Auswertung

Zum Schluß sei noch einiges über die Auswertung gesagt. Bei genauen Auswertungen ist es nicht zweckmäßig, mit Schablonen zu arbeiten. Schablonen haben zwar bei Fertigungskontrollen den Vorteil, daß der 50%-Wert sofort ablesbar ist, sind aber für den Laborbetrieb zu ungenau. Für sehr genaue Messungen ist es günstig, das Oszillogramm durch eine Flutlichtskala mit mm-Teilung zu fotografieren. Zur genauen Ermittlung des 50%-Wertes können dann aus der Fotografie Meßpunkte auf logarithmisches Papier übertragen werden. Mit dieser Methode kann die Genauigkeit der Auswertung wesentlich gegenüber der direkten Auswertung aus dem Oszillogramm erhöht werden. Die Meßgenauigkeiten liegen für Zeiten länger als 10^{-6} s bei etwa $\pm 5\%$, zwischen 10^{-6} und 10^{-7} s bei etwa $\pm 10\%$ und für kürzer als 10^{-7} s bei $\pm 20\%$. Diese Genauigkeiten können allerdings speziell bei den kurzen Zeiten noch etwas verbessert werden. Die großen Ungenauigkeiten bei $\leq 10^{-7}$ s haben ihre Ursache in der Überlagerung zweier Funktionen, der des Leuchtstoffes und der des Verstärkers plus Impulsgebers. Es ist nun möglich, den Impulsgeber direkt auf den Verstärkereingang zu schalten und am Sichtrohr den Kurvenverlauf festzuhalten. Damit hat man die Möglichkeit, die Impulsflankenschräge von der der Nachleuchtfunktion zu subtrahieren.

Bei Messungen mit großen Anregungsdichten muß auf die Überlastung und Erwärmung des Leuchtstoffes geachtet werden, da sich dadurch andere Zeiten ergeben.

Schrifttum

- [1] • Winckel, F.: Impulstechnik. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1956, Springer
- [2] • Kerkhof, F., u. Werner, W.: Fernsehen, S. 227. Hamburg 1954, Philips Technische Bibliothek

(eingegangen am 6. Juni 1957)

Schriftwechsel rationalisieren — mit dem programmgesteuerten Schreibautomaten AUTO-TYPIST.



Ein gangbarer Weg für Betriebe aller Größen und Branchen. Der AUTO-TYPIST schafft die Arbeit von fünf Stenotypistinnen, er liefert nur Originalbriefe — auch in Fremdsprachen.

Der AUTO-TYPIST erledigt bis zu 60 Prozent ihres täglichen Schriftwechsels vollautomatisch. Die Briefe sind garantiert fehlerfrei und sauber. Die Einsatzmöglichkeiten für den AUTO-TYPIST sind nahezu unbegrenzt. Nur einige Beispiele: **Angebote, Auftrags- und Besuchsbestätigungen, Erledigung von Reklamationen, Versandangelegenheiten, Mahnungen, Besuchsavis, fremdsprachliche Korrespondenz, vertrauliche Rundschreiben, Personalangelegenheiten, Glückwünsche, Umdispositionen und vor allem „persönliche“ Werbebriefe, die stets vor dem Papierkorb sicher sind.**

Der AUTO-TYPIST bezahlt sich selbst. Gegenüber dem handgeschriebenen Brief sparen Sie bis zu 76 Prozent ein. In 8 bis 12 Monaten ist dieser Schreibautomat bereits voll bezahlt und bringt Ihnen weiterhin Zehntausende ein.



Neue Mainzer Str. 56 . Telefon-Sammelnummer 2 57 41

Ein elektronischer Zähler mit Kaltkathodenröhren

DK 621.374.32:621.385.12

1. Einleitung

Kaltkathodenröhren, auch Relaisröhren genannt, erfreuen sich in der Technik steigender Beliebtheit. Sie haben das einer Reihe von Vorzügen gegenüber Röhren mit geheizter Katode zu verdanken: in erster Linie dem Fortfall der Heizleistung und im Zusammenhang damit ihrer wesentlich längeren Lebensdauer.

Die Relaiswirkung der Kaltkathodenröhren, nämlich die nicht umkehrbare sprunghafte Auslösung von Vorgängen unabhängig von der Form des Auslösesignals, läßt sie für Anwendungen in digitalen Geräten besonders geeignet erscheinen. Bei Elektronenröhren muß die Relaiswirkung erst durch Rückkopplungsschaltungen hervorgerufen werden, beispielsweise im Flip-Flop, im Schmitt-Trigger, im Blocking-Oszillator und in ähnlichen Schaltungen.

Daß sich die Kaltkathodenröhre trotzdem das Gebiet der digitalen elektronischen Geräte nicht im Fluge erobert, liegt an der begrenzten Schaltgeschwindigkeit, mit der sie arbeitet, und an der unbequem hohen Spannung, die zur Auslösung der Entladung an der Starterelektrode aufgebracht werden muß.

2. Beschreibung des Gerätes

Nachstehend wird über einen elektronischen Vorwahlzähler mit Kaltkathodenröhren für Vor- und Rückwärtszählung berichtet, der von der Günther & Tegetmeyer GmbH auf der INTERKAMA 1957 in Düsseldorf gezeigt wurde. Der Zähler ist außer mit Kaltkathodenröhren nur noch mit Dioden und Transistoren bestückt und verarbeitet Zählfrequenzen bis zu 2 kHz.

2.1 Zähldekaden

Die Zähldekaden bestehen aus Zählringen von je 10 Kaltkathodenröhren, die nach Unterlagen der Cerberus GmbH aufgebaut wurden. Durch das Aufleuchten der einzelnen Röhren wird zugleich das Zählresultat angezeigt. Jede Röhre weist 2 Starterelektroden auf, je eine für Vor- und Rückwärtszählung. Die Schaltung einer Zähldekade zeigt Bild 1. Die Vorwärts- oder Rückwärts-Zählimpulse in Höhe von etwa 120 V werden den Starterelektroden über Koppelkondensatoren gemeinsam zugeführt. Es zündet diejenige Röhre, deren Starter-

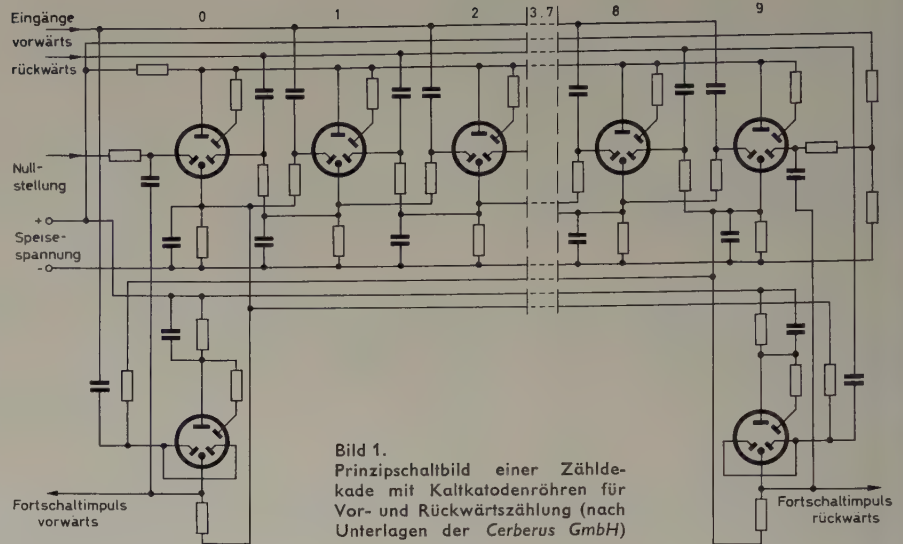


Bild 1.
Prinzipschaltbild einer Zähldekade mit Kaltkathodenröhren für Vor- und Rückwärtszählung (nach Unterlagen der Cerberus GmbH)

elektrode eine positive Vorspannung hat, die sie von der Katode der vorher gezündeten Röhre her bezieht. Im Fall der Vorwärtszählung ist das die nächstfolgende, in dem der Rückwärtszählung die vorangehende Röhre. Durch das Zünden erniedrigt sich im ersten Augenblick das gemeinsame Anodenpotential aller Röhren bis auf die Brennspannung. Damit erlischt die Entladung der vorherigen Röhre, da ihre Brennspannung wegen des positiven Katodenpotentials, das der Katodenkondensator vorübergehend hält, unterschritten wird. Nunmehr lädt sich der Katodenkondensator der neu gezündeten Röhre auf und gibt den Startern der benachbarten Röhren eine Vorspannung, so daß beim Eintreffen eines Vorwärtsimpulses die eine und beim Eintreffen eines Rückwärtsimpulses die andere zündbereit ist. Jede Zähldekade ist noch mit zwei weiteren Röhren bestückt, die der Erzeugung von Fortschaltimpulsen für die benachbarten Zähldekaden dienen.

2.2 Impulsvorwahl

Zähler mit sogenannter „einfacher Impulsvorwahl“ geben beim Erreichen eines bestimmten Zählbetrages eine Ausgangsinformation ab, beispielsweise einen Impuls. Der Zählbetrag wird vorher an 10fach-Stufenschaltern (je einer für jede Dekade) eingestellt. Entsprechend

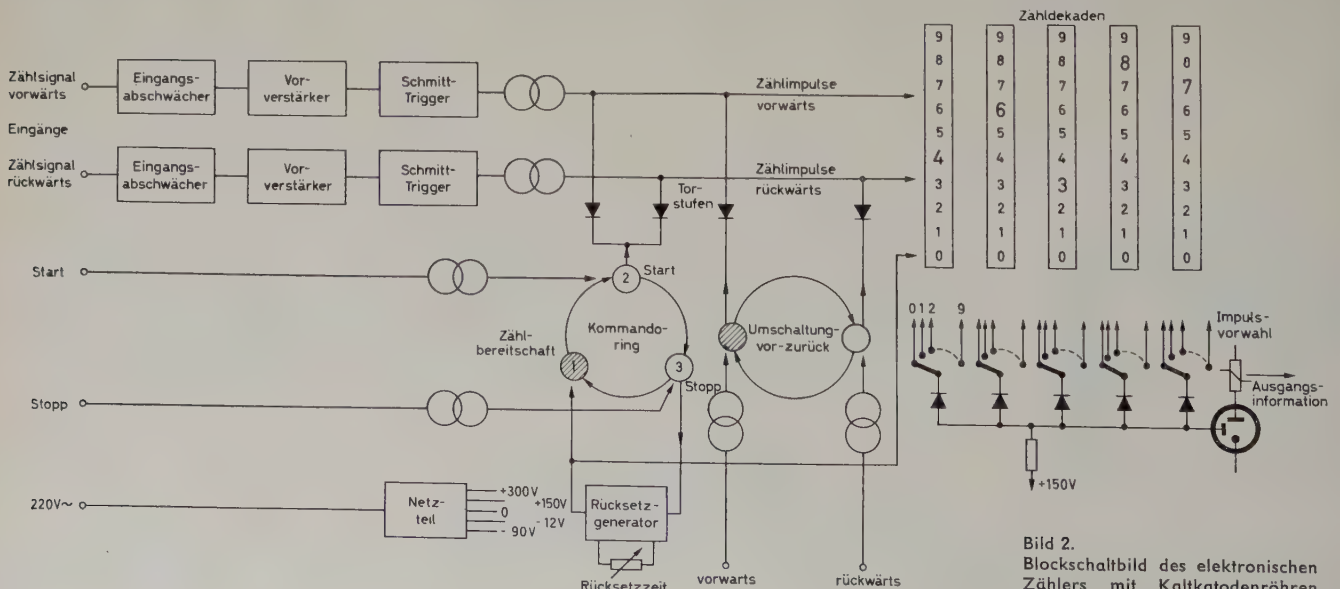


Bild 2.
Blockschaltbild des elektronischen Zählers mit Kaltkathodenröhren

lassen sich bei mehrfacher Impulsvorwahl mehrere Zählbeträge eingeben, bei deren Erscheinen eine Ausgangsinformation gewünscht wird.

Das hier besprochene Gerät ist mit einer einfachen Impulsvorwahl ausgestattet, die nach dem Koinzidenz-Prinzip arbeitet: Beim Erreichen des Zählbetrages öffnet ein Mehrfach-Diodentor (je eine Diode für eine Zähldekade) und gibt eine positive Spannung zur Zündung einer Relaisröhre frei. Mit der Relaisröhre lassen sich dann weitere Vorgänge auslösen.

2.3 Steuerteil

Der Steuerteil des Zählers hat folgende Aufgabe zu erfüllen: Die Zählimpulse sollen nur während eines bestimmten Zeitintervalles gezählt werden, das durch ein Start- und ein Stopp-Kommando von außen eingegeben wird. Dabei sind einige Vorsichtsmaßnahmen zu treffen. Ein Stopp-Kommando darf erst nach erfolgtem Start wirksam werden, und umgekehrt darf nach dem Stopp-Kommando kein erneuter Start erfolgen, solange das Zählergebnis noch nicht verwertet wurde. Das Stopp-Kommando setzt einen Rücksetzgenerator in Gang, der nach einer einstellbaren Zeit das Zählergebnis löscht und den Zähler wieder startbereit macht.

Diese Funktionen führt in einfachster Weise ein Dreierzählring von Kaltkathodenröhren aus, der im Blockschaltbild (Bild 2) symbolisch dargestellt ist. Er soll „Kommandoring“ heißen. Die positive Katodenspannung der gezündeten Röhre $R\bar{o} 1$ macht $R\bar{o} 2$ zündbereit, so daß die Entladung beim Eintreffen eines Startimpulses auf $R\bar{o} 2$ überspringt. Damit öffnet die Katodenspannung ein Diodentor für die Zählimpulse auf ihrem Weg zu den Zähldekaden. Zugleich erhält $R\bar{o} 3$ die für eine Zündung durch den Stopp-Impuls erforderliche Starterspannung. Beim Eintreffen des Stopp-Impulses kann dann die Entladung auf $R\bar{o} 3$ überspringen. Damit schließt das Tor für die Zählimpulse, und gleichzeitig wird der Rücksetzgenerator in Gang gesetzt. Er besteht aus einer Kaltkathodenröhre mit einem Relais im Anodenkreis. Als Zündspannung dient die Katodenspannung von $R\bar{o} 3$; sie erreicht den Starter der Relaisröhre über ein RC-Glied mit einstellbarer Zeitverzögerung. Beim Zünden der Röhre schlägt das Relais kurz an und liefert einen Rücksetzimpuls zur Löschung des Zählergebnisses und zur Wiederherstellung des Ausgangszustandes mit gezündeter Röhre $R\bar{o} 1$. Der Zähler ist damit für einen neuen Zählzyklus bereit.

Daneben sorgt ein Zweiering (Flip-Flop) aus Kaltkathodenröhren über zwei mit den Katoden verbundene Diodentore für die Umschaltung von Vor- auf Rückwärtszählung und umgekehrt.

Die Schaltimpulse für Start, Stopp, Vorwärts und Rückwärts müssen eine Höhe von etwa 100 V haben. Da Impulse von solcher Höhe im allgemeinen nicht zur Verfügung stehen, wurden die vier Schaltkanäle mit je einem Impulsübertrager ausgerüstet, so daß Eingangsimpulse von etwa 12 V zur Steuerung ausreichen.

Die Formung der Zählimpulse erfordert ein wenig mehr Aufwand, wenn verlangt wird, daß beim Durchgang des beliebig geformten Eingangssignals durch ein bestimmtes Spannungsniveau ein Zählimpuls entstehen soll. Ein Schmitt-Trigger aus Transistoren mit einem wei-

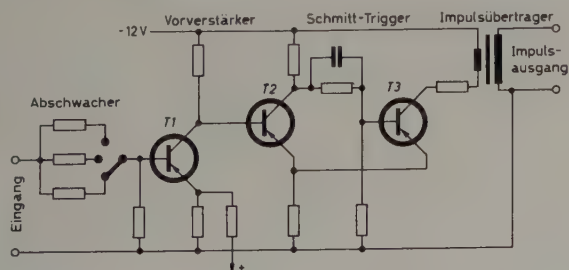


Bild 3. Prinzipschaltung der transistorbestückten Impulsformerstufe

teren Transistor als direktgekoppeltem Vorverstärker löst die Aufgabe (Bild 3). Transistor $T 1$ wird als Verstärker mit leichter Emitter-Gegenkopplung betrieben. Der Vorstrom im Emittierkreis sorgt nun für die Einstellung eines geeigneten Arbeitspunktes. Durch die direkte Kopplung wird $T 2$ leitend und damit $T 3$ gesperrt. Bei allmählicher Erniedrigung des Eingangspotentials nach negativen Werten erreicht der Schmitt-Trigger — bestehend aus den Transistoren $T 2$ und

$T 3$ — einen Punkt, an dem die Rückkopplung über die Basis-Kollektorkopplung und die gemeinsamen Emittier einsetzt und der Trigger sprunghaft in den Zustand „ $T 3$ leitend, $T 2$ gesperrt“ übergeht. Der Sprung verwandelt sich in dem im Kollektorkreis von $T 3$ liegenden Übertrager in einen kurzen Spannungsimpuls, der im Sekundärkreis hochtransformiert wird und nach Passieren der Torstufen die Zähldekaden erreicht.

Die dem Netzteil entnommenen Betriebsspannungen sind mit Ausnahme der Transistor-Betriebsspannung von — 12 V durch Glühlampen stabilisiert.

(eingegangen am 8. Jan. 1958)

75 JAHRE AEG

Einer der Hauptanziehungspunkte auf der 1881 in Paris veranstalteten „Internationalen Ausstellung für Elektrizität“ waren die von Edison gezeigten Glühlampen mit allen zu ihrem Betrieb erforderlichen Einrichtungen und Stromverteilungsanlagen. Der Berliner Ingenieur und Fabrikant Emil Rathenau, ein Mann mit technischem Wissen und dem Weitblick des Unternehmers, erwarb die Lizenz auf die Edison-Patente und gründete am 19. April 1883 die „Deutsche Edison-Gesellschaft für angewandte Elektrizität“, die 1887 in „Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft“ umbenannt wurde.

In den seitdem vergangenen 75 Jahren hat die AEG maßgebende Pionierarbeit auf allen Gebieten der Erzeugung, Verteilung und Anwendung von Elektrizität geleistet. Schon 1884 entstanden in Berlin die Glühlampen-Fabrik und in der Markgrafenstraße die „Zentralstation“, ein für die damaligen Verhältnisse großes Elektrizitätswerk mit 600 PS Maschinenleistung. Michael von Dolivo-Dobrowolsky, Chefelektriker der AEG, gelang es 1889, einen brauchbaren, robusten und überaus einfachen Motor für den Betrieb mit dreiphasigem Wechselstrom, den er später Drehstrom nannte, zu bauen. Seine Konstruktionsprinzipien haben heute noch Gültigkeit. Anlässlich der „Internationalen Elektrotechnischen Ausstellung“ 1891 in Frankfurt a.M. baute die AEG gemeinsam mit der Schweizer Maschinenfabrik Oerlikon die erste Fernübertragung mit hochgespanntem Drehstrom von 15 kV über 175 km Entfernung von Lauffen am Neckar nach Frankfurt am Main. Bereits 1902 hatte die AEG auch die Fertigung von Dampfturbinen aufgenommen und 1904 in Berlin eine Turbinenfabrik errichtet. Der Leiter der Kraftwerkabteilung, Georg Klingenberg, entwickelte und verwirklichte die Grundgedanken für den Aufbau moderner Kraftwerke.

Auf dem Gebiet der drahtlosen Telegrafie war die AEG mit dem von Slaby entwickelten System schon vor der Jahrhundertwende erfolgreich tätig. Nach dem Zusammenschluß mit Siemens auf dem Gebiet der drahtlosen Nachrichtenübertragung wurde 1903 die gemeinsame Tochtergesellschaft Telefunken gegründet, die 1941 in den Alleinbesitz der AEG überging und heute mit 17000 Beschäftigten zu den führenden Weltfirmen der Nachrichtentechnik gehört.

Nach dem zweiten Weltkrieg schien auch für die AEG die Zukunft zunächst beinahe aussichtslos. Dank der Tatkraft, dem Opferwillen und dem Zusammengehörigkeitsgefühl aller Arbeiter und Angestellten gelang aber allen Schwierigkeiten zum Trotz der Wiederaufbau. Unter Leitung von Friedrich Spenner in West-Berlin und Hans C. Bode in West-Deutschland entstanden neue Werke, und heute fabriziert die AEG bereits wieder in 24 Fabriken Erzeugnisse aus allen Gebieten der Starkstromtechnik sowie aus Teilgebieten des Maschinenbaus. Daneben steht die Technik der Automatisierung mit ihren zahlreichen Meß-, Steuerungs- und Regelungseinrichtungen und elektronischen Geräten und Bauelementen im Blickpunkt des Interesses.

Das Unternehmen zählt heute mit seinen Tochtergesellschaften fast 100000 Beschäftigte in seinen Reihen. Mit 1230 Millionen DM Umsatz erreichte die AEG, deren Grundkapital heute 310 Millionen DM beträgt, im Geschäftsjahr 1956/57 den höchsten Umsatz in ihrer Geschichte.

75 Jahre sind in der Geschichte nur ein Augenblick. Während dieser Zeitspanne haben aber Männer, die sich als Pioniere auf technisches Neuland wagten, sowie Arbeiter und Angestellte mit ihrem Können und ihrem Willen zum Erfolg — jeder für sich und alle zusammen — mit dazu beigetragen, einem in der Welt bekannten deutschen Firmennamen nicht nur seinen alten Glanz wiederzugeben, sondern ihn auch in immer weitere Gebiete der Welt hinauszutragen.

-th

Ein Magnetbandgerät für Ultraschallfrequenzen

1. Einleitung

Magnetbandgeräte werden in steigendem Maße auch als Meßwert-speicher benutzt. Eines der Hauptanwendungsgebiete solcher Geräte [1] sind Geräuschanalysen, vornehmlich im Frequenzbereich bis 20 kHz. Es mehren sich aber die Fälle [2], besonders bei zoologisch-physiologischen Arbeiten, wo man Geräusche bis etwa 120 kHz aufzeichnen möchte. Es gibt beispielsweise Tiere, die reine Ultraschallfrequenzen aussenden (Fledermäuse). Zur Erforschung dieser Töne bediente man sich bisher unter anderem oszillografischer Methoden mit sehr schnell laufenden Registrierkameras. Da die Töne aber in den meisten Fällen nicht periodisch ausgesandt werden, sind der Filmverbrauch sehr groß und die Auswertung mühsam. Außerdem ist es selbst bei schnellem Filmvorschub (etwa 5 m/s) nicht möglich, die höchsten vorkommenden Frequenzen aufzulösen.

In Zusammenarbeit mit dem Zoophysiologicalen Institut der Universität Tübingen wurde ein Zusatzgerät zu dem Telefunken-Studio-magnetophon „M 5“ entwickelt, mit dem Frequenzen zwischen 500 Hz und 120 kHz registriert werden können. Bild 1 zeigt das Blockschaltbild dieses Gerätes. Dabei werden von der „M 5“-Ma-

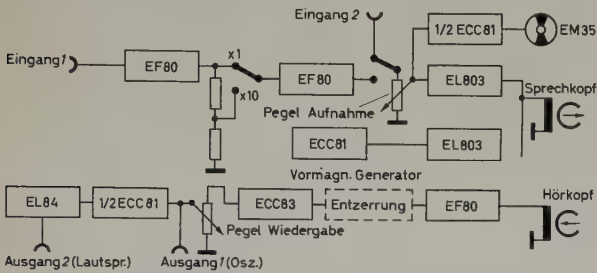


Bild 1. Blockschaltbild des Zusatzgerätes für Ultraschallfrequenzen

schine nur das Laufwerk und die Löscheinrichtung benutzt. Der Kopf-träger mit den Tonfrequenzköpfen wird gegen einen solchen mit Spezialköpfen ausgetauscht und steht über kurze abgeschirmte Kabel mit dem Zusatzgerät in Verbindung. Es wird mit einer Bandgeschwindigkeit von 76 cm/s gearbeitet.

2. Der Aufnahmeverstärker

Der Aufnahmeverstärker benötigt zur Vollaussteuerung des Bandes eine Eingangsspannung von 0,4...0,5 mV. Die Verstärkung kann durch einen Schalter um den Faktor 10 herabgesetzt und mittels eines Potentiometers kontinuierlich geregelt werden. Vor dem Regler liegt noch eine Eingangsbuchse für Geber, die eine Spannung von einigen Zehntel Volt liefern.

Der Sprechkopf hat eine Induktivität von etwa 3,5 mH (Spaltfolie 10 μ), eine Resonanzfrequenz von etwa 350 kHz und ist aus 50- μ -Bleichen zusammengesetzt. Die Einspeisung des Sprechstroms erfolgt

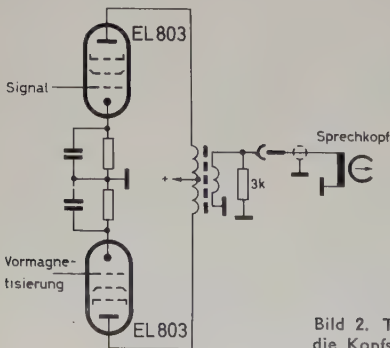


Bild 2. Teilschaltbild für die Kopfstrom-einspeisung

über eine Pentode. Für die Einspeisung des HF-Vormagnetisierstroms wird wegen der hohen Frequenz (380 kHz) etwas mehr Leistung benötigt als bei Tonfrequenzgeräten. Sprech- und Vormagnetisierstrom werden über je eine Röhre auf die Primärseite eines Übertragers geführt. Die Röhren arbeiten dabei gleichstrommäßig im Gegentakt, so daß sich die Gleichstrom-Vormagnetisierung des Übertragers gerade aufhebt. Bild 2 zeigt ein Teilschaltbild dieser Anordnung.

Der Ferritkern-Übertrager ist trotz des Luftspalts von 0,5 mm kritisch hinsichtlich Unsymmetrie der Gleichstrom-Vormagnetisierung. Die beiden Röhren EL 803 müssen daher mit Hilfe der Katodenwiderstände sorgfältig auf gleichen Strom eingestellt werden. Mit einem gemeinsamen Katodenwiderstand läßt sich auch eine echte Gegentaktwirkung erreichen. Der Übertrager muß nicht nur den Signalfrequenzbereich erfassen, sondern auch die Vormagnetisierfrequenz von 380 kHz möglichst ungeschwächt übertragen. Dabei ist zu beachten, daß wegen der Kapazität der abgeschirmten Leitung die Eigenresonanz des Sprechkopfes etwas unterhalb 350 kHz zu liegen kommt, so daß ein Teil des Vormagnetisierstroms kapazitiv abgeleitet wird.

Bild 3 zeigt den Frequenzgang des Aufnahmeverstärkers (Eingang 1) und des Übertragers (Eingang 2) allein. Der Übertrager arbeitet bis etwa 500 kHz nahezu linear. Die Streuresonanzspitze liegt oberhalb 1 MHz und wird durch einen 3-k Ω -Widerstand parallel zum Sprech-

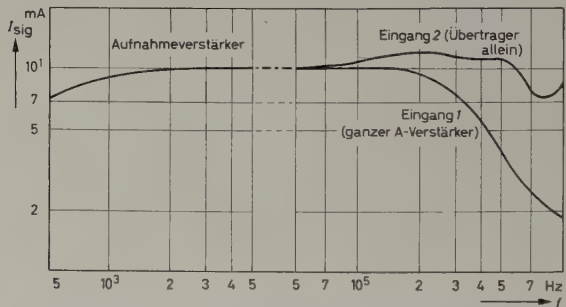


Bild 3. Frequenzgang des Übertragers der Kopfstrom-Einspeisung und Frequenzgang des gesamten Aufnahmeverstärkers

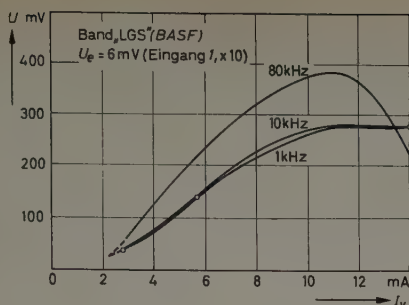
kopf gedämpft. Der Frequenzgang des gesamten Aufnahmeverstärkers bis zum Sprechkopf zeigt bei 200 kHz erst einen Abfall von 0,5 dB. Man könnte also den Frequenzbereich des Übertragers noch etwas nach den tiefen Frequenzen hin verschieben. Der Übertrager ist zum Sprechkopf hin im Verhältnis 3:1 untergesetzt.

Zur Aussteuerungskontrolle dient ein Magisches Auge. Die am Gitter der Sprechstromröhre liegende Spannung wird in einer Triode zunächst verstärkt und nach Gleichrichtung dem magischen Auge zugeführt.

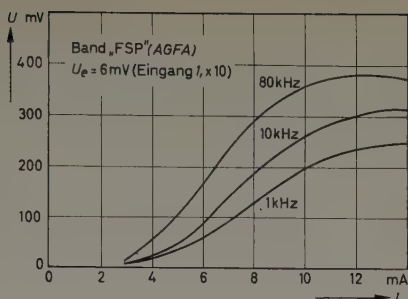
3. Die Vormagnetisierung

Die Vormagnetisierfrequenz muß zur Vermeidung von Kombinationstönen wesentlich höher als die höchste Signalfrequenz und frei von geradzahlgigen Harmonischen sein. Es wird deshalb ein Gegentaktschaltbild benutzt, der mit Hilfe der Gitterableitwiderstände genau symmetriert werden kann.

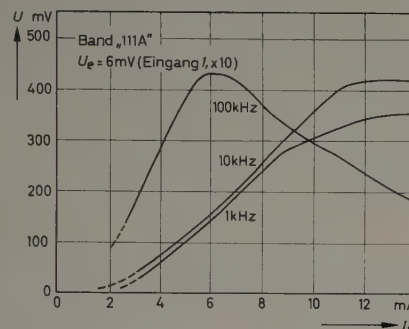
Da der Löschkopf bei einer Frequenz von 380 kHz die entstehende Verlustwärme nicht abführen kann, ist es nicht möglich, wie sonst üblich, mit der Vormagnetisierfrequenz gleichzeitig zu löschen. Ein gleichzeitiger Betrieb des in der „M 5“-Maschine eingebauten Löschkopfgenerators und der getrennt erzeugten Vormagnetisierfrequenz läßt sich ebenfalls nicht durchführen, da Kombinationstöne entstehen würden. Die Schwierigkeit wäre zu beheben, wenn die Vormagnetisierfrequenz durch Vervielfachung aus der Löschkopf-frequenz (100 kHz)



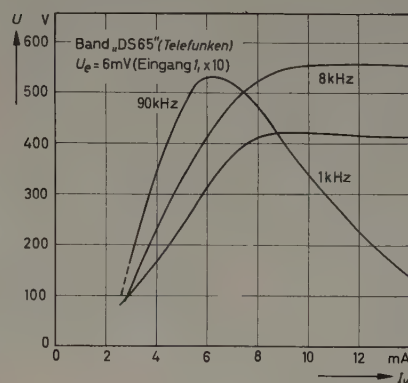
a) „LGS“-Band



c) „FSP“-Band



b) „111A“-Band



d) „DS 65“-Band

Bild 4. Hörkopf-EMK (hinter dem Wiedergabeverstärker) in Abhängigkeit vom Vormagnetisierstrom bei verschiedenen Frequenzen

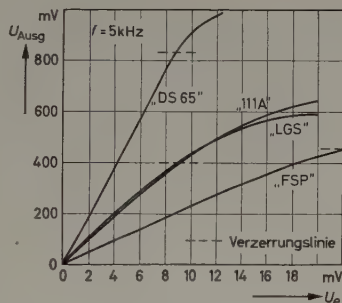


Bild 5. Hörkopf-EMK (hinter dem Wiedergabeverstärker) in Abhängigkeit von der Eingangsspannung des Aufspreverstärkers (Signalstrom) bei verschiedenen Bandsorten

gewonnen würde. Da dies den Aufwand aber beträchtlich erhöht hätte, wurde in Kauf genommen, daß bei der Aufnahme gelöschte Bänder verwendet werden müssen.

Der Vormagnetisierstrom muß nach etwas anderen Gesichtspunkten als bei Tonfrequenzgeräten eingestellt werden. Während bei letzteren die nichtlinearen Verzerrungen den Einstellpunkt bestimmen, ist hier die Hörkopf-EMK an der oberen Frequenzgrenze für die Einstellung maßgebend. Die bei drei verschiedenen Frequenzen erreichbaren Spannungen in Abhängigkeit vom Vormagnetisierstrom zeigen die Bilder 4a—d für vier verschiedene Bandsorten. Die Bänder „LGS“, „DS 65“ und „111 A“ zeigen ein ausgeprägtes Maximum für die hohen Frequenzen bei 11 beziehungsweise 6 mA Vormagnetisierstrom, während bei „FSP“ dieses Maximum offenbar oberhalb 14 mA liegt. Die Absolutwerte dürfen nicht zur Beurteilung des Bandes benutzt werden, da alle Messungen bei gleichem Signalstrom durchgeführt wurden, die Aussteuerbarkeit der Bänder jedoch sehr verschieden ist. Hierüber gibt Bild 5 Aufschluß. Die Unterschiede bei den tieferen Frequenzen im Bild 4 sind durch den geringeren Aufsprestrom bei 1 kHz zu erklären.

Es muß noch erwähnt werden, daß man bei den im Bild 4 dargestellten Messungen teilweise wesentlich höhere Spannungen erhalte, wenn man bei optimalem Vormagnetisierstrom mit der Bandaussteuerung bis an diejenige Grenze gehen würde, bei der die nichtlinearen Verzerrungen einen vorgeschriebenen Wert erreichen. Tatsächlich liefern bei tiefen Frequenzen die Bänder „FSP“, „LGS“ und „111 A“ etwa die gleiche Hörkopf-EMK. Im vorliegenden Falle ist aber die Hörkopf-EMK an der oberen Frequenzgrenze das Kriterium für die Einstellung des Vormagnetisierstroms. Es ist dabei dasjenige Band zu bevorzugen, bei dem das EMK-Maximum am weitesten rechts (also nach hohem Vormagnetisierstrom hin) liegt, denn dann ist der Vormagnetisierstrom auch bei den tiefen Frequenzen optimal. Das Band kann voll

ausgesteuert werden, wobei sich die höchste Hörkopf-EMK und damit bestes Signale/Rausch-Verhältnis ergibt. Andererseits kann man bei entsprechender Wiedergabeentzerrung bei den hohen Frequenzen auch rechts vom EMK-Maximum arbeiten. Das ist besonders bei „DS 65“ interessant, da dieses Band eine sehr große Hörkopf-EMK liefert. Am übersichtlichsten sind die Verhältnisse beim „FSP“-Band, da dessen EMK-Maximum sehr wenig ausgeprägt ist. Das hat den Vorteil, daß man die Wiedergabeentzerrung nicht zu weit treiben braucht, so daß die etwas unangenehme Spitze an der oberen Frequenzgrenze (Bild 7) durch entsprechende Dämpfung beseitigt werden kann.

Daß die Spannungen bei der Darstellung im Bild 4 bei der höchsten Frequenz teilweise größer als bei 10 kHz oder 1 kHz sind, liegt daran, daß die Wiedergabeentzerrung eine entsprechende Anhebung bewirkt.

4. Der Wiedergabeverstärker

Bei richtiger Einstellung des Vormagnetisierstroms liegt die Hörkopf-EMK bei den komplementären Punkten 1 kHz und 100 kHz zwischen 0,4 und 0,7 mV. Der Störabstand wird in erster Linie durch das Rauschen der Eingangs-röhre bestimmt. Wegen des breiteren zu übertragenden Frequenzbandes liegt man hierbei von vornherein etwa um den Faktor 2...3 schlechter als bei Tonfrequenzgeräten. Der erste Teil des Wiedergabeverstärkers, in dem auch die Entzerrung vorgenommen wird, hat eine etwa 1000fache Verstärkung (bei 1 kHz). Am Ausgang dieses Teils tritt eine Störspannung (in der Hauptsache Rauschen) von etwa 5...10 mV auf. Die verbleibende Brummspannung, die durch die Heizung der Eingangs-röhre EF 80 hervorgerufen wird, hebt sich nur noch geringfügig aus dem Rauschen heraus. Hinter dem ersten Teil des Verstärkers ergibt sich je nach Bandsorte eine Signalspannung von 400...700 mV, so daß der Störabstand knapp 40 dB ist.

Bei oszillografischer Beobachtung periodischer Vorgänge ist der Störabstand nicht so ausschlaggebend. Das Störsignal wird nämlich überdeckt durch die unvermeidlichen Amplitudenschwankungen des ab-

Bild 6. Schaltung der ersten Stufen des Wiedergabeverstärkers mit Entzerrung

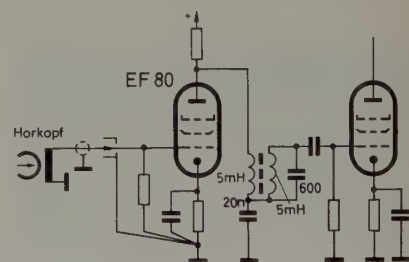
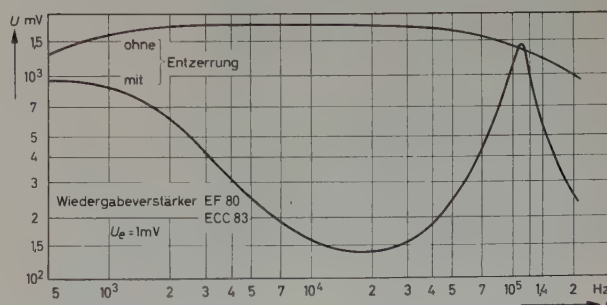


Bild 7. Frequenzgang des Wiedergabeverstärkers mit und ohne Entzerrung



getasteten Signals, die durch Inhomogenitäten des Bandes sowie durch Unvollkommenheiten der Bandführung und des Laufwerks hervorgerufen werden. Diese Amplitudenschwankungen treten um so mehr in Erscheinung, je mehr Kurvenzüge übereinander geschrieben werden, also besonders bei den hohen und höchsten Frequenzen.

Die Eigenresonanz des Hörkopfes liegt, wenn die abgeschirmte Leitung und die Eingangskapazität der ersten Röhre (insgesamt etwa 30...40 pF) berücksichtigt werden, noch über 100 kHz. Diese Resonanz wird im Interesse einer hohen Hörkopf-EMK an der Frequenzgrenze unbedingt benötigt. Da die Miller-Kapazität einer Triode die Hörkopfresonanz zu stark herabgesetzt hätte, wurde als Eingangs- röhre eine steile Pentode (EF 80) gewählt.

Der Umkehrpunkt der Hörkopf-EMK liegt bei etwa 15 kHz. Der EMK-Abfall infolge der Spaltfunktion und anderer Einflüsse (oberhalb 20 kHz) ist wesentlich steiler als der ω -Gang unterhalb des Umkehrpunktes, so daß hier eine Entzerrung erfolgen muß, die mit etwa f^2 wirksam ist. Die Schaltung nach Bild 6 erfüllt diese Bedingung weitgehend. Parallel zum Außenwiderstand der Eingangs- röhre ist ein Serienresonanzkreis angeordnet, dessen Resonanzfrequenz im Umkehr- punkt liegt. Oberhalb der Resonanzfrequenz wirkt in zunehmendem Maße die Primärinduktivität als Außenwiderstand. Die Spannung an der Sekundärspule steigt daher mit zunehmender Frequenz wieder an. Der Kondensator parallel zur Sekundärseite bewirkt eine Resonanz bei etwa 110 kHz. In der Nähe dieses Resonanzpunktes steigt die Spannung sehr stark an, wie Bild 7 zeigt. Die Anordnung dreht auch die Phase im richtigen Sinne. Diese Schaltung ist bereits in [1] beschrieben und wurde übernommen. Aus der Fernsichttechnik sind auch noch andere Differenziervverstärker-Schaltungen bekannt [3, 4], die jedoch nicht untersucht wurden.

Auf die Eingangs- röhre folgt zunächst eine Triode (1/2 ECC 83), die ihrerseits auf eine Katodenfolgestufe (1/2 ECC 83) arbeitet. Am Aus- gang der Katodenfolgestufe kann eine Spannung von etwa 400 bis 700 mV abgenommen werden. Ein anderer Ausgang liefert nach ent- sprechender weiterer Verstärkung etwa 35 V unverzerrte Spannung.

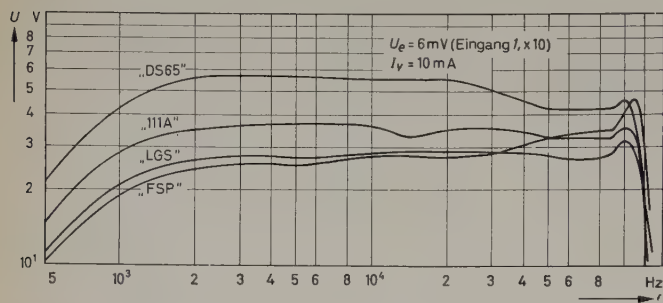


Bild 8. Über-Alles-Frequenzkurven verschiedener Band- sorten bei gleichem Signal- und Vormagnetisierungsstrom



Bild 9. Das vollständige Gerät mit „M 5“-Magnetophon

5. Meßergebnisse

Bild 8 zeigt die Über-Alles-Frequenzkurven verschiedener Bänder, bei gleicher Eingangsspannung und gleicher Vormagnetisierung ge- messen. Bezüglich des Wiedergabepegels wird auf die Ausführungen im Abschnitt 3 verwiesen. Die Kurven sind also kein Kriterium für die erreichbare Hörkopf-EMK. In dieser Hinsicht sind die Bänder „LGS“, „111 A“ und „FSP“ etwa gleichwertig. Wenn mit „FSP“

Band gearbeitet wird, können die Entzerrung an der oberen Frequenz- grenze etwas schwächer und die Vormagnetisierung stärker gemacht werden. Man erreicht dann im allgemeinen eine Hörkopf-EMK von etwa 0,7 mV bei 1 kHz.

Schrifttum

[1] Meerbach, H.: Ein Magnetbandgerät für die Meßtechnik. Elektronik Bd. 6 (1957) S. 49—50
[2] Schönfeld, W. H., u. Gillmann, H.: Grundlagen für die Speicherung von Radarbildern auf Magnetband. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) S. 165—167
[3] Krolzig, A.: Differenzierentzerrer für Fernsehstudiogeräte. Fernmeldetechn. Z. Bd. 8 (1955) S. 426—429
[4] Dillenburger, W.: Schaltungen zur Aperturbündenkorrektur in Fernseh- aufnahmegeräten. Frequenz Bd. 9 (1955) S. 181—188

(eingegangen am 4. Januar 1957)

H. BECKER, Valvo GmbH

Wechselrichter mit Thyratrons II

DK 621.314.57:621.373.432

Im folgenden wird ein labormäßig aufgebauter dreiphasiger Wechsel- richter beschrieben, der bei einer Ausgangsfrequenz von 500 Hz eine nutzbare Leistung von 3,5 kVA abgeben kann und für den Antrieb schnellaufender Motoren gedacht ist.

Der Hauptwechselrichter besteht aus drei fremdgesteuerten Wechsel- richtern mit je zwei edelgasgefüllten Thyratrons PL 5544. Die Wirk- kungsweise der drei einzelnen Einheiten entspricht der von ein- phasigen Wechselrichtern, so daß hier auf eine nähere Beschreibung verzichtet werden kann. In dem Gesamtschaltbild (Bild 1) sind C 1, C 2 und C 3 die Kommutierungskondensatoren, auf deren Dimensio- nierung im vorliegenden Fall besonderer Wert gelegt werden muß. Die angegebenen Werte setzen voraus, daß in den Belastungswider- ständen R 1, R 2 und R 3 eine induktive Komponente von 8% des Wirkwiderstandes enthalten ist. Wird dieser Anteil verringert, dann müssen die Kommutierungskondensatoren verkleinert werden, um ein Überschreiten des maximal zulässigen Anodenstromes für die Thyra- trons PL 5544 zu verhindern. Der Gitterstrom wird bei allen sechs Röhren durch Vorwiderstände von 5 kΩ (R 5...R 10) auf 4,2 mA begrenzt.

Der Steuerwechselrichter ist eigenerrregt und arbeitet mit zwei Thyra- trons PL 21, denen bei einer Anodengleichspannung von 220 V ein Strom von etwa 200 mA entnommen wird. Der Leistungsbedarf ist also 44 W; zusammen mit 7,6 W Heizleistung sind das rund 52 W. Bestimmend für die Phasenlage der Gitterspannung ist der Phasen- schieberkreis aus R 17 und C 7, der damit die Frequenz des Wechsel- richters festlegt.

Die Ausgangsspannung wird, um Oberwellen zu vermeiden, die zu Fehlzündungen Anlaß geben könnten, über den Tiefpaß Dr 4 und C 6

Tab. I. Transformatoren und Drosseln

	Kern	Werkstoff	Blech- stärke [mm]	Luft- spalt [mm]	W 1		W 2			
					Wdg.	CuL [mm Ø]	Wdg.	CuL [mm Ø]		
Tr 1	EI 170	Dyn. Bl. II	0,5	1	2 × 265	1,3	194	1,3		
Tr 2										
Tr 3										
Tr 4										
Tr 5	M 42	Dyn. Bl. IV	0,35	0,5	500	0,35	2 × 1500	0,1		
Tr 6	M 42	Dyn. Bl. IV	0,35		420	0,3	2 × 1500	0,1		
Tr 7	M 42	Dyn. Bl. IV	0,35		750	0,25	2 × 1500	0,1		
Tr 8	M 55	Dyn. Bl. IV	0,35		2 × 200	0,45	2 × 200	0,3		
Dr 1	EI 130	Dyn. Bl. II	0,5	1	300	1,6				
Dr 2										
Dr 3										
Dr 4	M 42	Dyn. Bl. IV	0,35	0,75	320	0,3				
Dr 5	M 65	Dyn. Bl. IV	0,35	0,5	1500	0,35				

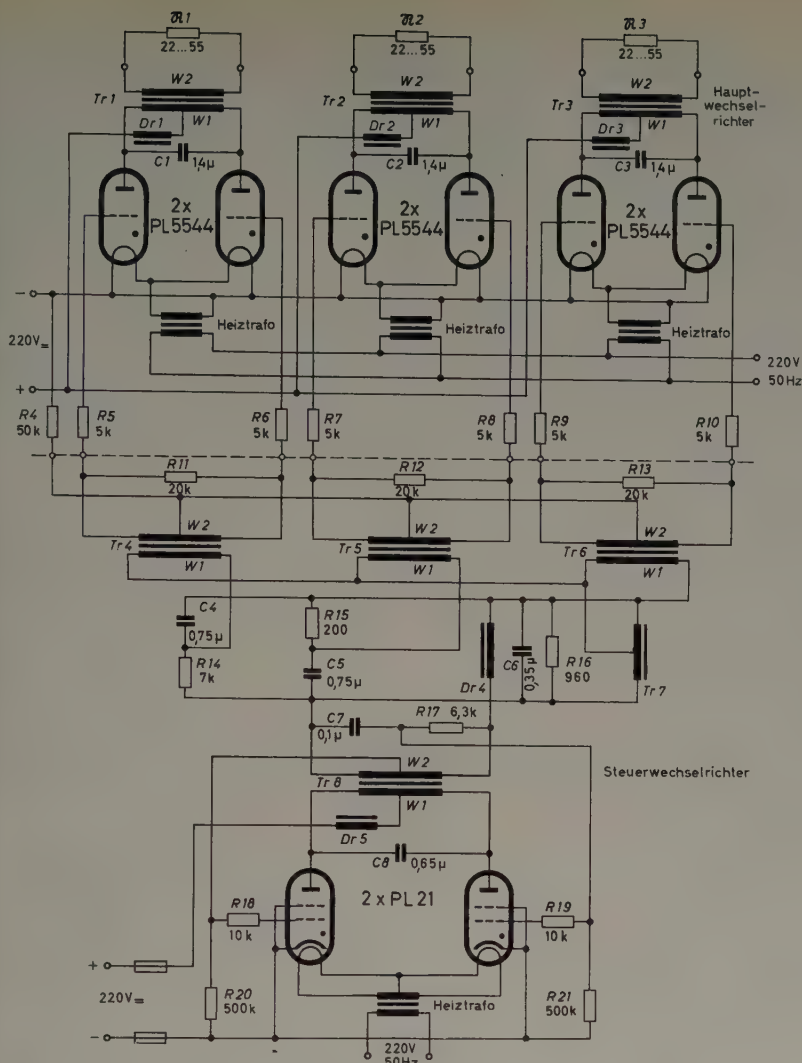


Bild 1. Gesamtschaltbild des dreiphasigen Wechselrichters mit Thyatronen

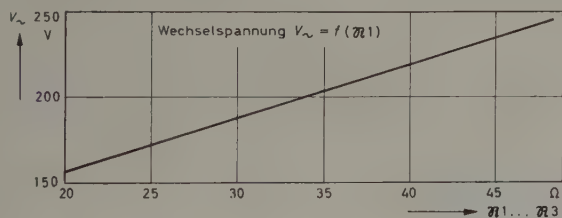


Bild 2. Die mit einem Thermokreuz gemessene effektive Wechselspannung eines Zweiges

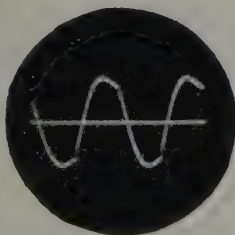


Bild 3. Die sich bei Belastung mit 30 Ohm ergebende Kurvenform eines Ausgangs

geführt und zur Stabilisierung durch R_{16} vorbelastet. Von dort aus erhält der im Schaltbild rechte Zweig des Hauptwechselrichters eine Steuerspannung über Tr_6 , während sie für die beiden anderen Zweige durch die Phasenschieber R_{14} , C_4 beziehungsweise R_{15} , C_5 eine Drehung um $+120^\circ$ und -120° erfährt. An den Transformatoren $Tr_3 \dots Tr_5$ entsteht so ein Drehstromsystem mit Steuerspannungen von je $2 \times 90 V_{eff}$, die durch die Grundlastwiderstände $R_{11} \dots R_{13}$ auch bei Leerlauf des Hauptwechselrichters eine gleichbleibende Phasenlage beibehalten.

Da die drei Phasen des Drehstromsystems untereinander gleich sind, werden in den folgenden Kurven nur die Werte eines Zweiges be-

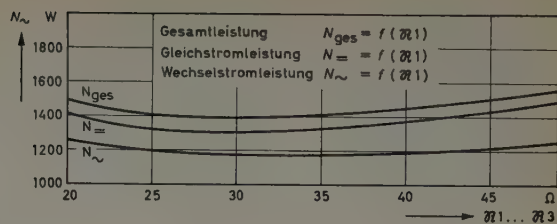


Bild 4. Leistungsverhältnisse für eine Phase

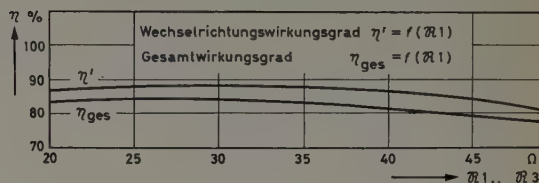


Bild 5. Grafische Darstellung des Wirkungsgrades eines Zweiges

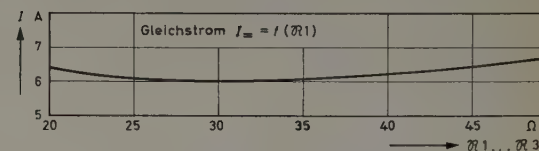


Bild 6. Aufgenommener Gleichstrom I_{ges} als Funktion des Belastungswiderstandes

trachtet. Bild 2 stellt die mit einem Thermokreuz gemessene effektive Wechselspannung dar. Diese Spannung hat je nach Belastungswiderstand einen Klirrfaktor von 6...12%. Bei einer Belastung mit 30 Ohm ist der Wert 10%. Die zugehörige Kurvenform ist im Oszillogramm Bild 3 wiedergegeben.

Die Leistungsverhältnisse je Phase zeigt Bild 4, in dem der Verlauf der effektiven Wechselstromleistung, der Gleichstromleistung und der Gesamtleistung in Abhängigkeit vom Belastungswiderstand dargestellt ist. Das oben gewählte Beispiel mit einem 30-Ohm-Widerstand, der eine optimale Belastung bedeutet, ergibt eine nutzbare Wechselstromleistung von 1170 W bei 188 V_{eff} . Da eine Ausgangsspannung von 220 V gewünscht wird, ist eine Erhöhung der sekundären Windungszahlen der Transformatoren $Tr_1 \dots Tr_3$ um 17% erforderlich, wobei entsprechend dem geänderten Windungszahlverhältnis die Lastwiderstände $R_1 \dots R_3$ auf 41 Ohm zu vergrößern sind.

Als Gesamtleistung je Phase ist die Summe aus der zugeführten Gleichstromleistung, einem Drittel der gesamten Steuerleistung und der Heizleistung von 60 W für zwei Thyatronen PL 5544 anzusehen. Es ergeben sich nun zwei Möglichkeiten für die Darstellung des Wirkungsgrades (Bild 5), und zwar einmal den reinen Wechselrichtungs-Wirkungsgrad (max. 90%) durch Vergleich der Wechselstromleistung mit der Gleichstromleistung oder zum anderen den Gesamt-Wirkungsgrad (etwa 84%) durch Vergleich der Wechselstromleistung mit der Gesamtleistung.

In dem Diagramm des aufgenommenen Gleichstromes I_{ges} als Funktion des Belastungswiderstandes (Bild 6) zeigt sich, daß das Minimum des Gleichstromes etwa mit dem Maximalwert des Wirkungsgrades übereinstimmt. Den Verlauf des Gleichstromes verdeutlicht das Oszillogramm im Bild 7. Natürlich ändert sich diese Kurvenform wesent-

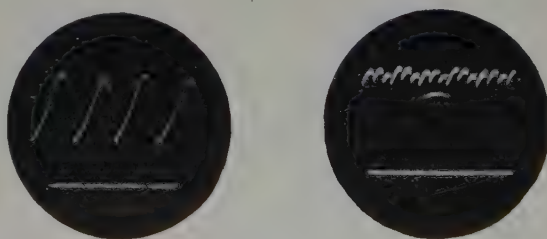


Bild 7 (links). Gleichstromverlauf bei Einphasenbetrieb
Bild 8 (rechts). Kurvenform bei Drehstrombetrieb



Bild 9. Steuerspannung bei Leerlauf. Bild 10. Steuerspannung bei Dreiphasenbetrieb. Bild 11. Spannungsverlauf an der Glättungsdrossel bei Einphasenbetrieb. Bild 12. Strom durch den Kommutierungskondensator bei Einphasenbetrieb. Bild 13. Stromverlauf durch eine Hälfte des Transformators

lich und wird gleichmäßiger, wenn der Hauptwechselrichter im Drehstrombetrieb arbeitet (Bild 8).

Die Phasenlage der Strangspannungen des Hauptwechselrichters wird ausschließlich durch den Steuerwechselrichter beziehungsweise durch die anschließenden Phasenschieberglieder bestimmt. Das Drehstromsystem kann sowohl in Stern- als auch in Dreieckschaltung betrieben werden und liefert bei Belastungswiderständen $R_1 \dots R_3$ von je 30Ω und einer effektiven Wechselspannung von 188 V eine Gesamtleistung von 3,5 kVA.

Die weiteren Abbildungen zeigen in einer Gegenüberstellung die Steuerspannung im Leerlauf (Bild 9) und bei Dreiphasenbetrieb

(Bild 10), den Spannungsverlauf an der Glättungsdrossel bei Einphasenbetrieb (Bild 11), den Strom durch den Kommutierungskondensator bei Einphasenbetrieb (Bild 12) und den Stromverlauf in der einen Hälfte des Transformators (Bild 13).

(eingegangen am 29. März 1958)

Berichtigung

Im Teil I der Aufsatzreihe (ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Nr. 3/1958, S. 84) sind irrtümlicherweise die Bilder 4 und 5 vertauscht worden. Das Bild in der Mitte gehört nach oben (zum Text von Bild 4) und sinngemäß das obere Bild in die Mitte (zum Text von Bild 5).

Bericht von der Leipziger Frühjahrsmesse 1958

DK 061.4

Sieht man von der Rundfunk- und Fernsehtechnik ab, über die an anderer Stelle¹⁾ ausführlich berichtet wurde, so boten auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1958 (2. bis 11. März) zahlreiche Hersteller der DDR beachtenswerte Neuerungen auch auf dem Gebiet der kommerziellen Funktechnik und aus dem Gesamtbereich der Elektronik.

Verkehrs- und Richtfunkanlagen

VEB Funkwerk Dresden zeigte eine neue ortsfeste 100-W-Verkehrsfunkanlage als stationären Teil eines UKW-Verkehrsfunknetzes, zu dem bis zu 99 Fahrzeugstationen gehören können. Mit der Selektivrufeinrichtung ist es möglich, jede gewünschte Fahrzeugstation bei gleichzeitig automatischer Sperrung der übrigen anzurufen sowie auch Fernsprechteilnehmer mit einem der fahrenden Funkteilnehmer zu verbinden. Um die Reichweite der fahrbaren Stationen zu erhöhen, können im Versorgungsbereich Relaisempfänger aufgestellt werden, die das jeweils stärkste Signal auf dem Drahtwege zur Leitstelle übermitteln.

Das Richtfunkverbindungsgerät „RVG 934“ der VEB Rafena-Werke überträgt bis zu 23 Nachrichtenkanäle im UHF-Bereich mit PPM-Modulation. Im Frequenzbereich 2,45...2,70 GHz können bis zu 20 UHF-Kanäle wahlweise abgestimmt werden. Technische Daten: Sendeleistung 2,5...3 Watt, Funkfeldlänge etwa 40 km, Impulsfrequenz 192 kHz, Kanäle jeweils zu 6, 12, 18 oder 24 zusammenstellbar, NF-Übertragungsbereich 300...3400 Hz, Ausgangspegel in 4 Stufen um je 0,1 N regelbar.

Schiffsfunk

VEB Funkwerk Köpenick liefert Schiffsfunkanlagen vom 25-W-Notsender bis zum 800-W-Kurzwellensender. Für die Hochseefischerei wird das Sende-Empfangsgerät „FGS 50“ (Sendeleistung 100 W) für die Betriebs-

arten A 1, A 2 und A 3 im KW-, MW- und Grenzwelengebiet geliefert; der 800-W-KW-Sender „FGS 161“ ist für Schiffe über 1000 BRT und für den kommerziellen Funkdienst im Bereich 3...23 MHz bestimmt. Die Anlage besteht aus zwei getrennten Gestellen mit sieben Einschüben. Der von einem Bediengerät aus gesteuerte Sender läßt sich über ein Fernbedienungspult von einem zweiten Arbeitsplatz aus ein- und ausschalten, tasten und besprechen.

Um beispielsweise den Standort eines Fischschwarmes zu markieren, ist die Funkpeilboje ein nützliches Hilfsmittel, weil sie durch Anpeilen des in der Boje untergebrachten Senders leicht wiederzufinden ist. Sie besteht aus dem eigentlichen Schwimmkörper (Volumen etwa 100 Liter), durch den ein 5 m langes Stahlrohr geführt ist. Am oberen Rohrende ist etwa 1,5 m über der Wasserlinie der zweistufige Sender angebracht. Technische Daten: Zweistufiger Sender mit $2 \times DL 193$, Frequenzbereich 2625 bis 2650 kHz, Betriebsart A 1, Tastung durch Programmgeber (0,5 min Kennung, 0,5 min Peilstich, 5 min Pause), Antennenleistung 0,6 Watt, Reichweite etwa 15 sm. Als optisches Erkennungszeichen im Nahbereich (2...3 sm) ist ein Blinklicht (3-Watt-Spezial-Glühlampe, durch Ringlinse horizontal gebündelt) eingebaut. Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, daß VEB Funkwerk Köpenick KW- und MW-Sendegeräte für 300 Watt und ein Sendegerät Mittel-/Grenzwelle, 100 Watt, anodenmoduliert, vorbereitet, die den internationalen Vorschriften entsprechen.

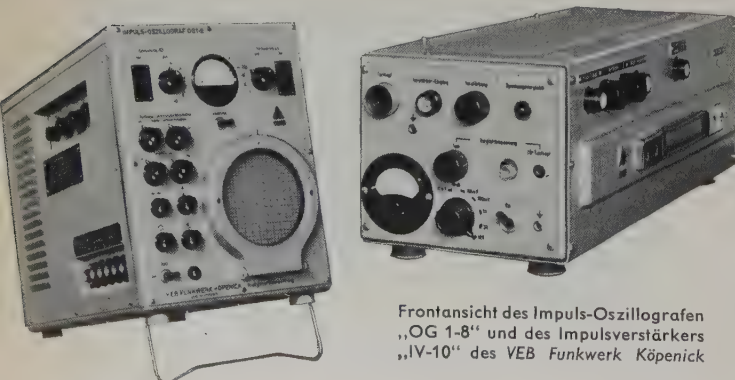
Fischortungsgeräte

Zum Neuheitenprogramm des VEB Funkwerk Köpenick gehört auch die Echografenanlage „HAG 400“ mit großer Fischlupe zur horizontalen und vertikalen Ortung von Fischschwärmen in Schiffsrichtung voraus sowie nach Backbord und Steuerbord bis zu einer Entfernung von 1200 m. In der Nähe des Fischschwarmes wird auf Vertikal-Lotung umgestellt, so daß es dann möglich ist, den überfahrenen Schwarm nach genauer Tiefe zu orten und zu verfolgen. Die neue große Fischlupe „HAG 229“ ist als Zusatz zur Echografenanlage „HAG 200“ gedacht und dient zum Sichtbarmachen der Zeichen auf dem Echogramm. Echozeichen, die vom Funkenschreiber im Registriergerät nur als Punkte oder Striche aufgezeichnet werden, können mit dieser Fischlupe vergrößert betrachtet werden. Die Echozeichen auf dem Schirm der Katodenstrahlröhre lassen charakteristische Merkmale des abgetasteten Objektes erkennen, die Rückschlüsse auf Struktur und Art der Fischschwärme zulassen.

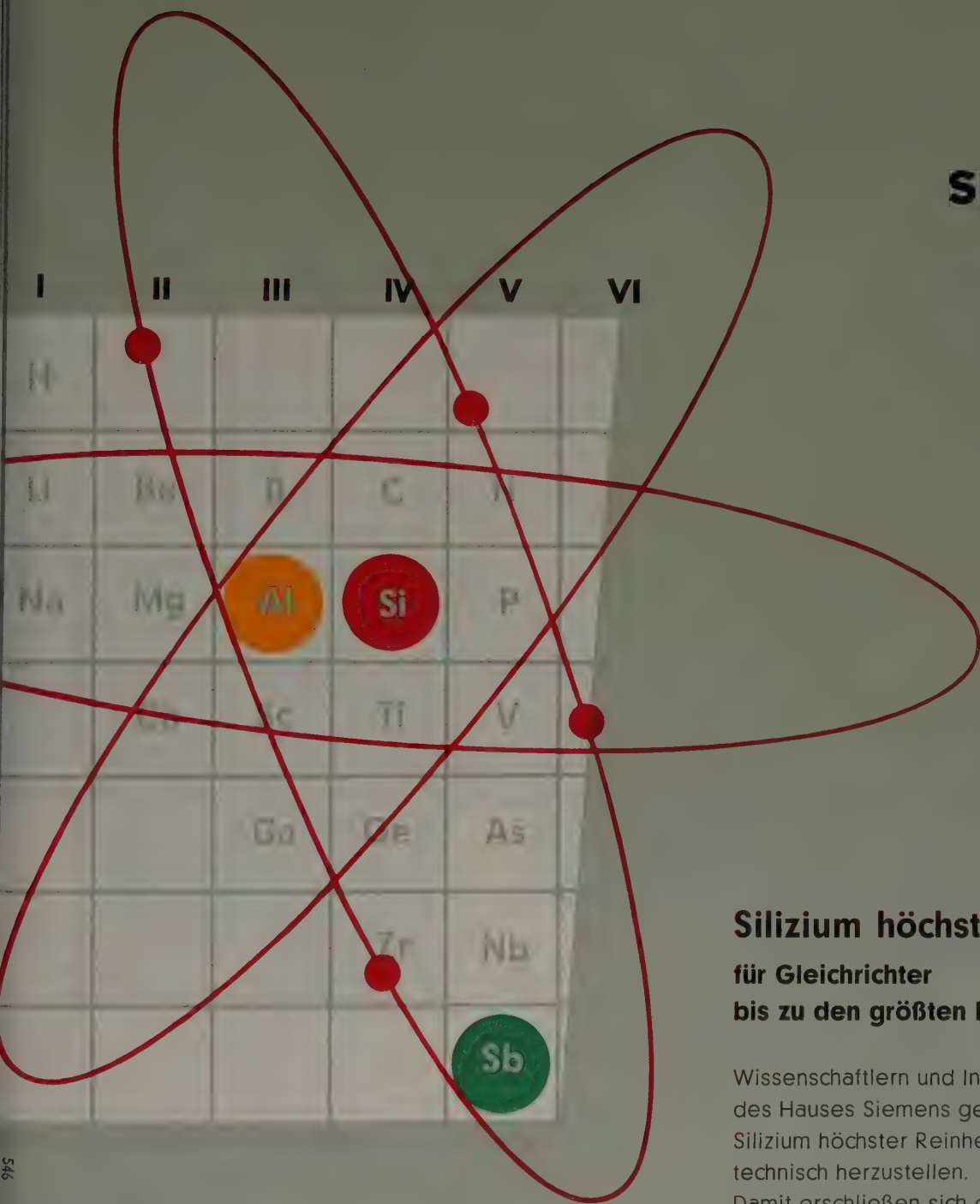
Mießtechnik

Neuentwickelte Meßgeräte hochwertiger Ausführung sah man bei VEB Funkwerk Köpenick. Von Interesse für die Kernphysik, Fernseh-, Ton- und Trägerfrequenztechnik sowie für die Radioastronomie, aber auch für elektronische Rechenmaschinen und für Impulsmodulationsverfahren ist der neue Impuls-Oszillograf „OG 1-8“ für periodische Vorgänge von 20 Hz bis zu einigen MHz sowie statistische oder periodische Impulsfolgen mit Impulsbreiten von $0,1 \mu s$ bis zu mehreren Millisekunden. Auslösever-

¹⁾ Funk-Technik Bd. 13 (1958) Nr. 6, S. 183—190

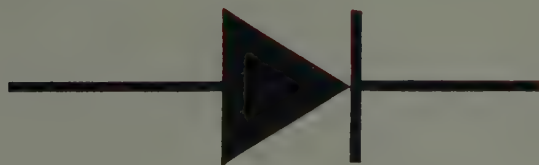


Frontansicht des Impuls-Oszillografen „OG 1-8“ und des Impulsverstärkers „IV-10“ des VEB Funkwerk Köpenick



Silizium höchster Reinheit für Gleichrichter bis zu den größten Leistungen

Wissenschaftlern und Ingenieuren des Hauses Siemens gelang es, Silizium höchster Reinheit technisch herzustellen. Damit erschließen sich der Gleichrichtertechnik völlig neue Wege. Schon die Betriebsdaten der von uns entwickelten Siliziumzellen, der Bausteine für Anlagen und Geräte, zeigen diesen großen Fortschritt.



Zulässige Spitzen-Sperrspannung im Betrieb 600 V, Stromdichte (Effektivwert) etwa 200 A/cm², Wirkungsgrad bis 99,6%, zulässige Umgebungstemperatur bei Nennleistung 50°C

zögerer und Zeitbasis-Generator sind unabhängige Baugruppen; es ergeben sich daher vielfältige Anwendungsmöglichkeiten für die moderne Impulstechnik.

Eine andere Neukonstruktion, der Impulsverstärker „IV-10“ zur Verstärkung von periodischen oder aperiodischen Wechselspannungen im Bereich 5 Hz ... 7 MHz, eignet sich als Meßverstärker für Präzisions-Oszillografen (positive und negative Impulse sowie symmetrische Vorgänge). Für die Impulsozillografie bietet dieses Meßgerät große Vorzüge. Ein Amplitudenbegrenzer verhindert das Übersteuern und Blockieren der Verstärkerstufe, so daß gleichzeitig Impulse mit sehr großer Amplitudendifferenz übertragen werden können.

Der neue Eichmarken-Generator „MS-10s“ liefert neun quarzstabilisierte Impulsfolgen (sekundäres Frequenznormal für die Impulstechnik), und zwar können jeweils zwei mit einstellbarem Frequenzverhältnis gleichzeitig dem Gerät entnommen werden. Man verwendet dieses Gerät als Eichgenerator mit einer wählbaren Auslösefolge und einer wählbaren Eichfolge bei zeitlich gleichen Einsatzpunkten.

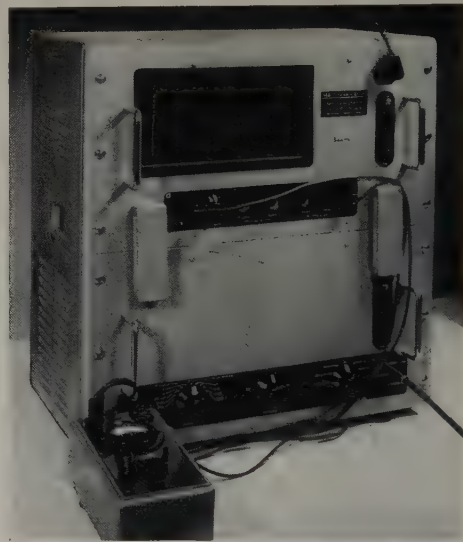
Der neue Breitband-Oszillograf „OG 1-9“ ist für den Nieder-, Mittel- und Hochfrequenzbereich bis etwa 50 MHz entwickelt worden. Der extrem große Frequenzumfang ermöglicht die Untersuchung ganz langsamer Schwingungen, wie sie beispielsweise im Maschinenbau auftreten, ebenso wie die Impulsfolgen hoher Folgefrequenzen. Als Meßverstärker für alle Präzisions-Oszillografen des *VEB Funkwerk Köpenick* eignet sich der Breitbandverstärker „BV-S“ (Frequenzbereich 0 Hz ... 6 MHz) — gleichfalls eine Neukonstruktion — für Gleichspannungen, periodische Impulsfolgen oder statistisch verteilte Impulse positiver und negativer Polarität sowie für symmetrische Vorgänge.

Für Zeitmessungen (z. B. zum Steuern von Zeitwaagen, Normalzeit-Nebenuhren), zur Kurzzeitmessung, Uhrenkontrolle sowie für Frequenzmessungen liefert *VEB Funkwerk Erfurt* die Kleinquarzuhren „2007a“ in Schatullenform mit etwa $3 \cdot 10^{-7}$ Genauigkeit. Zu den interessantesten Meßgeräten gehört der Zählfrequenzmesser „3006“ dieser Firma zur Frequenz- und Periodendauermessung, zum Zählen beliebiger Vorgänge, —

lage der Anodenwechselspannung verstellen lassen. Technische Daten: Ausgangsleistung 1 kVA, Steuerspannung 0...100 V, Steuerleistung < 100 mW, Röhrenbestückung ECC 81, $2 \times 8 \text{ S } 5/61$. Auf Wunsch ist eine Zusatzeinrichtung lieferbar für den automatischen Ablauf des gewünschten Helligkeitsbereiches nach einem vorgegebenen Zeitplan und nach einer vorgegebenen Funktion.

Universell läßt sich der induktive Stellungsgeber „ISG-1“ desselben Herstellers einsetzen. Er ist zur Wegmessung sowie in Verbindung mit Zug- und Druckbügeln auch zur Kraft- und Gewichtsmessung geeignet und ein nützlicher Helfer bei der Lösung regelungs- und steuerungstechnischer Aufgaben. In seinen technischen Daten wurde das Gerät so ausgelegt, daß man Regelkreise auch ohne Zwischenverstärker beeinflussen kann. Die Meßwertumformung erfolgt linear, so daß direkte Proportionalität zwischen mechanischer und elektrischer Größe besteht; der Meßwert steht als Wechsel- oder Gleichspannung zur Verfügung. Der induktive Stellungsgeber besteht aus dem Geber selbst und dem magnetisch stabilisierten Stromversorgungs- und Gleichrichterteil.

Der elektro-optische Spulenfühler „Elos“ dient zum masse- und berührungslosen Abtasten der Schußspulen im Schützen eines Webstuhles oder Webautomaten, um den Bewickelungszustand der Spule festzustellen. Das Gerät besteht aus dem Taster und dem Schaltgerät. Der Taster enthält eine Autolampe (6 V, 15 W), deren Licht durch eine Optik auf die Schußspule fällt. Der reflektierte Strahl wird über eine Optik auf einer lichtempfindlichen Zelle gesammelt, und der dort entstehende Impuls gelangt zum Schaltgerät, wird verstärkt und auf seine Höhe kontrolliert. Überschreitet er eine gewisse Höhe, dann spricht ein Relais an, das den Spulenwechsel oder das Stillsetzen des Stuhles einleitet. Interessante technische Daten: max. 10 Schaltungen/s, zulässige Schaltzahl 2000 Schaltungen/Stunde, Brennweite des Tasters 60 mm, Röhren EL 83, EZ 80, StR 150/30.



Zählfrequenzmesser „3006“
und Normalgenerator „2014“



Kleinquartzuhr Typ „2007a“

◀ Breitband-Oszillograf „OG 1-9“



zur Kurzzeitmessung sowie als Frequenznormal und Zeitmarkengeber. Alle Zähl- und Schaltvorgänge erfolgen rein elektronisch. Da die Anzeige dekadisch ist, lassen sich Frequenz oder Zeit unmittelbar ablesen. Frequenzmessungen sind von 0...1 MHz und Zeitmessungen von 10^{-5} ... 10^7 s möglich. Benutzt man das Gerät als Frequenznormal, so ist für die Quarzfrequenz (100 kHz) eine max. Abweichung von $\pm 1 \cdot 10^{-6}$ zu berücksichtigen.

HF-Industrieanlagen

Umfangreich ist das Angebot an HF-Industrieanlagen, die in der DDR vom *VEB Werkzeugmaschinenfabrik „Hermann Schlimme“* hergestellt werden. Für induktive Erwärmung sind HF-Generatoren der Leistungsklassen 2, 10, 20, 30, 50 und 100 kW lieferbar (Arbeitsfrequenzen 300 kHz, 400 kHz), deren HF-Leistung durch Anodenspannungsänderung geregelt werden kann. Zum Fertigungsprogramm gehören ferner HF-Schmelzanlage, HF-Schmelzofen sowie HF-Anlagen für kapazitive Erwärmung nichtleitender Werkstoffe. Bekannt aus dem Vorjahr ist die Universal-Induktions-Härtemaschine. Besondere Vorzüge zahlreicher Geräte sind die elektronischen Programmsteuerungen. Bei der Universal-Induktions-Härtemaschine wird die Drehzahl des Vorschubmotors durch ein elektronisches Gerät konstantgehalten.

Steuerungs- und Regelungstechnik

Interessante Geräte aus dem Gebiet der Steuerungs- und Regelungstechnik sah man am Stand des *VEB Werk für industrielle Elektronik Leipzig*. Das elektronische Helligkeitssteuergerät „RL 3“ zur Helligkeitssteuerung von Hoch- und Niederspannungs-Leucht- bzw. Leuchtstoffröhren sowie von Glühlampen arbeitet mit zwei antiparallel geschalteten Thyatronen. Den Steuergittern werden Zündimpulse großer Flankensteilheit zugeführt, die sich über einen Bereich von 165° gegen die Phasen-

Der Fotogeber „FG 1“ findet dort Anwendung, wo man ein intensives Lichtbündel benötigt (z. B. für Lichtschranken, Signalgeber usw.). Ferner wird noch ein Zählgerät für max. 10 Schaltungen/s geliefert. Die Kombination beider Geräte ist für viele industrielle Anwendungen interessant.

Elektromedizin

Verschiedene Neuerungen sah man an den einschlägigen Ständen. *VEB Meßgerätewerk Zwönitz* stellt zwei verschiedene Elektrokardiografen her. Der kleinere Typ, „NEK-1“, ist ein direktschreibendes Gerät zur Aufnahme des Verlaufs der Herzaktionsspannungen. Die größere, in Schreibtischform ausgeführte Anlage „6 NEK-1“ ermöglicht die Registrierung der Herzaktionsspannungen, des Pulsdruckes und des Herzschalles. Die sechs Meßkanäle gestatten es, sechs voneinander unabhängige Meßvorgänge gleichzeitig auf fotografischem Papier zu registrieren und in ihrem zeitlichen Ablauf zueinander zu untersuchen.

Eine andere Neuerung derselben Firma, die Achtfach-Registrier-Einrichtung „8 RGE-1“, ist vornehmlich für die direkte Aufzeichnung von Elektroencephalogrammen und Elektrokardiogrammen bestimmt. Sie wurde speziell als Registriereinrichtung für den Einbau in einen Elektroencephalographen entwickelt. Die Registriereinrichtung läßt sich außerdem für allgemeine oszillografische Aufzeichnungen von Schwingungsvorgängen bis 150 Hz verwenden. Gegenüber dem Schleifenoszillografen mit fotografischer Aufzeichnung ist dieses Gerät für zahlreiche Anwendungen auf dem industriellen Sektor von großem Interesse.

Werner W. Diefenbach

Weiter sehen als
Katalogangaben



Katalogangaben allein reichen nicht aus, um ein Gerät ganz zu beurteilen.

„Qualität“ zum Beispiel ist darin nicht enthalten. GENERAL RADIO baut seit 1915 elektronische Meßgeräte. Mit einem solchen Erfahrungsschatz werden Spitzenleistungen an Präzision und Gebrauchswert hervorgebracht.

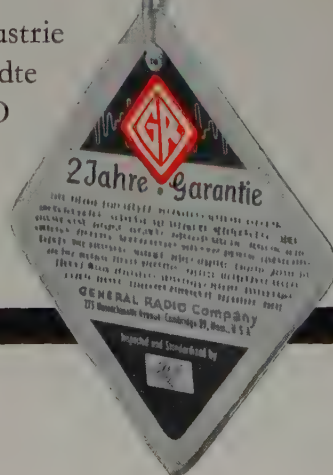
Laboratorien in Wissenschaft und Industrie sowie Prüffelder, die elektronische Meßgeräte für Rundfunk und verwandte Gebiete benötigen, sollten über das Programm von GENERAL RADIO orientiert sein.

GENERAL RADIO Company

275 Massachusetts Avenue, Cambridge 39, Mass., U.S.A.

Deutsche Vertretung: **DR.-ING. NÜSSLEIN
ETTLINGEN / KARLSRUHE**

Dörnigweg 10



Grundlagen der Regelungs- und Steuerungstechnik I

DK 621—53

Im folgenden soll dem nicht speziell mit der Regelungstechnik vertrauten Leser, in dessen Aufgabenbereich aber oft Regelprobleme vorkommen — wie dem HF-Techniker, Experimentalphysiker, Chemiker, Biologen und Physiologen —, ein Überblick gegeben und sollen die Grundlagen der Regelung erläutert werden. Der mathematische Aufwand wurde bewußt klein gehalten, wenn auch dadurch weitgehende Vereinfachungen nötig wurden. Einige einfache Beispiele sollen die Zusammenhänge aufzeigen.

1. Regelung und Steuerung

1.1 Aufgabe und Prinzip der Regelung

Grundaufgabe jeder Regelung ist die Konstanzhaltung einer Größe, der sogenannten „Regelgröße“, auf einen durch eine äußere „Führungsgröße“ vorgegebenen „Sollwert“. Auf dieses Grundprinzip lassen sich alle komplizierteren Regelprobleme, bei denen sich eine Größe in vorgeschriebener Weise ändern soll, zurückführen, sei es nun, daß die konstantgehaltene Regelgröße als Konstante in den geforderten Funktionalzusammenhang eingeht, oder sei es auch, daß die Führungsgröße selbst abhängige Veränderungen ist, von außen in vorgegebener Weise verändert wird und die Regelgröße nachzieht („Folgeregelung“).

Nach dem ersten Verfahren könnten beispielsweise eine gleichförmige Bewegung durch Konstanzhalten der Geschwindigkeit ($\frac{ds}{dt} = \text{const}$), eine gleichmäßig beschleunigte Bewegung mit einer konstanten Kraft ($m \frac{d^2s}{dt^2} = \text{const}$), ein Exponentialverlauf einer Größe $Q = Q(t)$ durch Einhalten von $\frac{1}{Q} \cdot \frac{dQ}{dt} = \text{const}$ erreicht werden usw. Das zweite Verfahren eignet sich für alle Fälle, in denen eine Verbindung von Selbstregelung und Fremdsteuerung notwendig ist.

1.2 Wirkungsweise der Regelung

Folgender Vorgang spielt sich bei der Regelung ab: Über ein „Meßglied“ wird der jeweilige tatsächliche Wert der Regelgröße („Istwert“) x gemessen, mit der von außen eingestellten Führungsgröße w verglichen und die Abweichung $x_w = x - w$ festgestellt; bei $x_w = 0$ hat die Regelgröße den Sollwert. Ursache der Regelabweichung ist eine äußere „Störgröße“ z oder die Resultierende $z = \sum z_i$. Durch x_w wird eine „Stellgröße“ $y_R = f_1(x_w)$ beeinflusst, die ihrerseits über ein „Stellglied“ der Störgröße z entgegenwirkt, so daß ein resultierendes $y_S = z - y_R$ entsteht. Hierdurch wird wiederum die Regelgröße in geeigneter Weise $x = f_2(y_S)$ verändert. (Die hier vorausgesetzte Linearität ist bei den kleinen vorkommenden Änderungen fast immer gegeben.)

Das Vorzeichen aller Größen ist so festgelegt, daß eine positive Ursache stets eine positive Wirkung hervorruft, wenn nicht ein in die zuständige Gleichung besonders eingeführtes Minuszeichen das Gegenteil bestimmt. Die notwendige Gegenwirkung im Regelkreis entsteht durch das negative Vorzeichen, mit dem y_R in die Gleichung $y_S = z - y_R$ eingeht.

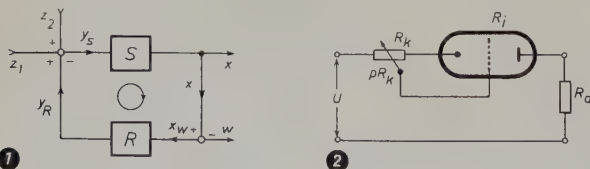


Bild 1. Allgemeines Blockbild einer Regelanlage. R = Regler, S = Regelstrecke. Das Bild stellt nur den Kreislauf des Regelbefehls dar, ohne etwas über die tatsächliche geräte technische Anordnung der Einzelteile der Anlage, die wirklichen Angriffspunkte von Stör- und Stellgrößen und den Meßort für die Regelgröße auszusagen. Bild 2. Prinzipschaltbild der Gleichstromstabilisierung mittels einer Triode mit Stromgegenkopplung

Der Teil der Regelanlage, der den Zusammenhang zwischen x_w und y_R herstellt, heißt „Regler“, den anderen Teil, über den die Rückwirkung von y_S auf x erfolgt, nennt man „Regelstrecke“ (Bild 1).

Wie man sieht, ist der Regelvorgang ein einseitig gerichteter Kreisprozeß;

die Veränderung der Regelgröße durch eine einfallende Störung wird durch eine auf den Eingang zurückgeführte Stellgröße kompensiert. Man beachte, daß der Umlaufsinn des Regelkreislaufs beliebig sein kann und nicht an irgendeine Bewegungsrichtung in der zu regelnden Anlage (z. B. eine Strömungsrichtung) gebunden ist. Ebenso sind die Angriffspunkte von Führungs- und Stellgröße sowie der Meßpunkt für die Regelgröße weitgehend frei wählbar; es ist nur dafür zu sorgen, daß immer ein geschlossener Regelkreis entsteht.

Im folgenden seien zwei ganz einfache, aber typische Regelanlagen behandelt, als erstes eine einfache Stromstabilisierungsschaltung mit einer Triode, als zweites ein Wasserreservoir mit konstantgehaltenem Wasserstand. An Hand dieser Regelanlagen soll der Regelvorgang im einzelnen erläutert werden.

1. Beispiel: Gleichstromstabilisierung durch eine Triode mit Stromgegenkopplung (Bild 2).

Die am Katodenwiderstand erzeugte, durch einen veränderbaren Abgriff einstellbare negative Gitterspannung ist dem Strom proportional. Jede Änderung des Stromes — sei es durch Änderung der Eingangsspannung U , sei es durch Änderung der Belastung R_a — erzeugt eine entgegengesetzte Gitterspannungsänderung, die wiederum der Stromänderung entgegenwirkt. Mit dem Abgriff am Katodenwiderstand läßt sich ein bestimmter Sollwert I_0 des Stromes (für eine Normalspannung und eine Normallast) einstellen. Es ergeben sich die Gleichungen

$$I(R_a + R_k + R_i) = U - V p R_k I, \quad (1)$$

$$\delta I(R_a + R_k + R_i) + I \delta R_a = \delta U - V p R_k \delta I, \quad (2)$$

worin V der Verstärkungsfaktor der Röhre und p der Abgriff des Katodenwiderstandes ist. Gl. (2) gilt für hinreichend kleine Änderungen δU , δR_a , δI streng.

Die regelungstechnischen Größen sind hier

Regelgröße x :	der Strom I
Führungsgröße w :	der am Katodenwiderstand von außen einstellbare Sollstrom I_0
Regelabweichung x_w :	die Stromschwankung δI
1. Störgröße z_1 :	die Spannungsschwankung δU
2. Störgröße z_2 :	der Einfluß $-I \delta R_a \approx -I_0 \delta R_a$ der Lastschwankung δR_a
Stellgröße y_R :	der Einfluß $+V p R_k \delta I$ der Gitterspannungsänderung. (Das positive Vorzeichen muß zur Wahrung der Vorzeichenkonvention gewählt werden, weil das notwendige Minuszeichen vor y_R bereits in der Regelgleichung enthalten ist.)

Die regelungstechnischen Gleichungen lauten dann

$$y_R = \alpha x_w \quad y_S = z_1 + z_2 - y_R \quad x_w = \beta y_S$$

α und β sind Konstanten und entsprechen den Stromkreisgrößen in folgender Weise: Faktor α der Größe $+V p R_k$, Faktor β der Größe $1/(R_a + R_k + R_i)$.

Man erhält

$$x_w = \beta(z_1 + z_2 - y_R) = \beta(z_1 + z_2 - \alpha x_w)$$

$$(1 + \alpha\beta) x_w = \beta(z_1 + z_2)$$

$$x_w = \frac{\beta}{1 + \alpha\beta} (z_1 + z_2) = \frac{1}{\alpha + 1/\beta} (z_1 + z_2)$$

Das entspricht der Gleichung

$$\delta I = \frac{1}{V p R_k + R_a + R_i + R_k} (\delta U - I \delta R_a) = \frac{1}{R_a + R_i + (1 + V p) R_k} (\delta U - I \delta R_a),$$

die auch — wie man sich leicht überzeugen kann — durch direkte Rechnung zu erhalten ist.

Man sieht, hier wird durch die Regelung die Regelabweichung (d. h. die Stromschwankung) um den Faktor $1/(1 + \alpha\beta)$ gegenüber dem unregulierten Fall herabgesetzt.

2. Beispiel: Wasserreservoir (Bild 3). Konstanthaltung des Wasserstandes durch Steuerung des Zuflusses.

Regelgröße x : der Wasserstand Q

Führungsgröße w : Stellung des Schwimmers bei Nullstellung des Ventilhebels (einstellbar durch Handhebel), d. h. ein wählbarer Normalwasserstand Q_0

Störgröße z : die negative Abweichung der Ausströmung $-I_a$ von einem Normalwert $-I_0$ ($z > 0$ kleinere Ausströmung, $z < 0$ größere Ausströmung als normal)

Stellgröße y_R : die negative Abweichung der Einströmung I_e von einem Normalwert I_0 , der gleich dem Normalwert der Ausströmung ist ($y_R > 0$ kleinere, $y_R < 0$ größere Einströmung)

Die Wahl der negativen Abweichung der Ein- und Ausströmung für z und y_R ist zur Wahrung der Vorzeichenkonvention notwendig.

Als Gleichung ergibt sich

$$\frac{dQ}{dt} = I_e - I_a = (I_e - I_0) - (I_a - I_0)$$

oder regelungstheoretisch geschrieben

$$\dot{x} = z - y_R = y_S \quad (3)$$

Die Stellung des Einstromventils ist linear abhängig von der Schwimmerlage, d. h.

$$y_R = \alpha x_w, \quad (4)$$

worin α die durch die mechanische Übertragung und das Ventil gegebene Proportionalitätskonstante ist. Da wegen $x_w = x - w$ und $w = \text{const}$ $\dot{x}_w = \dot{x}$ ist, folgt aus Gl. (3) und Gl. (4)

$$\dot{x}_w = z - \alpha x_w \quad \dot{x}_w + \alpha x_w = z \quad (5)$$

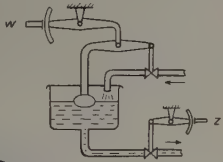


Bild 3. Schematische Darstellung der Konstanthaltung des Wasserstandes in einem Behälter durch Regelung

Nimmt man an, daß z nach einmaliger plötzlicher Änderung (z. B. durch schnelle Verstellung des Ausströmventils) konstant bleibt, so ist die Lösung von Gl. (5)

$$x_w = \frac{z}{\alpha} + \left(x_0 - \frac{z}{\alpha}\right) \exp(-\alpha t),$$

worin x_0 die Anfangslage von x_w zur Zeit $t = 0$ ist. x_w geht — exponentiell mit der Zeit — gegen den Wert $x_w = \frac{z}{\alpha}$, während ohne Regelung (d. h.

$\alpha = 0$ und damit $\dot{x}_w = z$) die Regelabweichung — Abweichung des Wasserstandes vom Sollstand — bei von Null verschiedener Störgröße monoton zu- oder abnehmen würde.

1.3 Begriff und Wirkungsweise der Steuerung

Ganz anders als die Regelung arbeitet eine automatische Steuerung. Allgemein versteht man unter dem Begriff „Steuerung“ jede Beeinflussung einer Größe durch eine andere (einschließlich eines äußeren Eingriffs durch den Menschen). So sind auch die einzelnen Teilprozesse eines Regelkreises — die Wirkung der Regelgröße auf die Stellgröße, die Rückwirkung der Stellgröße auf die Regelgröße und die Einwirkung der Führungsgröße und der Störgrößen — Steuervorgänge. Hier soll aber besonders von der selbsttätigen Steuerung die Rede sein.

Auch mit Hilfe von Selbststeuerung kann eine Kompensation von Störeinflüssen und damit die Stabilisierung einer Größe erreicht werden, jedoch sind die Wirkungsweise und das Verhalten hier grundsätzlich anders als bei Regelanlagen. Der kompensierende Steuervorgang wird nicht durch eine Regelabweichung, sondern direkt durch eine Störgröße hervorgerufen, die Stellgröße y_Z ist eine Funktion dieser einen Störgröße z_i . Es gilt — mit analogen Bezeichnungen wie oben bei der Regelung —

$$y_Z = f_1(z_i) \quad y_S = z - y_Z \quad x = f_2(y_S)$$

Wie man sieht, handelt es sich hier nicht um einen geschlossenen Kreisprozeß, sondern um einen offenen, gerichteten Vorgang. Außerdem ergibt sich, daß durch Steuerung immer nur der Einfluß einer ganz bestimmten Störgröße (oder Kombination aus bestimmten Störgrößen) kompensiert werden kann, im Gegensatz zur Regelung, die stets alle auftretenden

TELEFUNKEN



PCC 88 Zur Bestückung der Cascode-Stufe im steilen, rauscharmen Fernsehkanalschalter steht die HF-Doppeltriode PCC 88 mit extrem hoher Steilheit und sehr guten Rauscheigenschaften zur Verfügung. Die hohe Steilheit der Röhre PCC 88 ($S = 12,5 \text{ mA/V}$) machte es notwendig, bei dieser Röhrentype auf die neue Spanngittertechnik überzugehen. Durch sie wird erreicht, daß sich eine hohe Steilheit erzielen läßt, ohne daß die Toleranzen in diesem wichtigen Parameter zu groß werden. Zusätzlich gewährt diese Bauweise eine erhöhte Sicherheit gegen Mikrofonie.



Stark vergrößerte Spanngitter für die steile, rauscharme Röhre PCC 88 im Größenvergleich zu einem Marienkäfer.



TELEFUNKEN

RÖHRENVERTRIEB ULM

Störungen ausgleicht. Bild 4 zeigt das Blockbild einer solchen Steuerung. Zwei den obigen ähnlich gewählte Beispiele sollen die Wirkungsweise der Selbststeuerung demonstrieren.

3. Beispiel: Gleichstromstabilisierung durch Kompensation der Speisespannungsschwankungen (Bild 5).

Eine Hilfsspannung U_h , die der Speisespannung proportional, aber entgegengerichtet ist (und zum Beispiel im Falle der Speisung aus einem Wechselspannungsnetz über einen getrennten, gegensinnig geschalteten Gleichrichter erzeugt werden kann), wird dem Gitter einer in den Stromweg geschalteten Triode zugeführt. Es ergeben sich die Gleichungen

$$IR_a + IR_i = U - VqU + VU_0 \quad (6)$$

$$\delta I(R_a + R_i) + I\delta R_a = \delta U - Vq\delta U, \quad (7)$$

worin V der Verstärkungsfaktor der Röhre ist. Gl. (7) gilt für hinreichend kleine Änderungen δU , δR_a , δI streng.

Die steuerungstechnischen Größen sind hier

Steuergröße x : der Strom I

Führungsgröße w : der Sollstrom I_0 , vorgegeben durch die Gittervorspannung U_0

Abweichung x_w : die Stromschwankung δI

1. Störgröße z_1 : die Spannungsschwankung δU

2. Störgröße z_2 : der Einfluß $-I\delta R_a \approx -I_0\delta R_a$ der Belastungsschwankung δR_a

Stellgröße y_Z : der Einfluß $+Vq\delta U$ der Gitterspannungsänderung (das positive Vorzeichen muß zur Wahrung der Vorzeichenkonvention gewählt werden, da das notwendige Minuszeichen vor y_Z bereits in der Steuerungsgleichung enthalten ist)

Die steuerungstechnischen Gleichungen lauten dann

$$y_Z = \alpha z_1 \quad y_S = z_1 + z_2 - y_Z \quad x_w = \beta y_S$$

$$x_w = \beta(z_1 + z_2 - y_Z) = \beta(z_1 + z_2 - \alpha z_1) = \beta[z_2 + (1 - \alpha)z_1]$$

und β sind Konstanten und entsprechen den Stromkreisgrößen:

Faktor α der Größe Vq , Faktor β der Größe $\frac{1}{R_a + R_i}$.

Optimale Kompensation ist mit $\alpha = 1$ zu erreichen. Dann ist x_w völlig

unabhängig von z_1 . Dagegen bleibt der Einfluß von z_2 in jedem Fall — unabhängig von α — ungeschwächt erhalten.

Als Gleichung des Stromkreises ergibt sich

$$\delta I = \frac{1}{R_i + R_a} [(1 - Vq)\delta U - I\delta R_a],$$

was man auch durch direkte Rechnung erhalten kann.

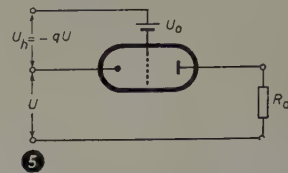
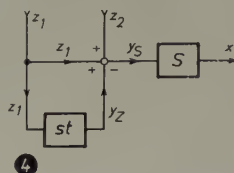
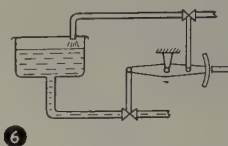


Bild 4. Allgemeines Blockbild einer selbstkompensierenden Steuerung. Bild 5. Prinzipschaltbild einer Gleichstromstabilisierung durch Kompensation der Speisespannungsschwankungen

Bild 6. Schematische Darstellung der Konstanthaltung des Wasserstandes in einem Behälter durch Selbststeuerung



4. Beispiel: Wasserreservoir. Konstanthaltung des Wasserstandes durch Steuerung (Bild 6).

Aus- und Einströmventil sind gekoppelt. Jeder Wasserverbrauch durch Öffnen des Ausströmventils bewirkt ein gleichzeitiges Zufließen. An die Stelle der Kopplung des Einströmventils mit dem Ausströmventil könnte auch eine Steuerung des Einströmventils durch ein Meßglied treten, das die Ausströmung mißt.

Steuergröße x : der Wasserstand Q

Störgröße z : die negative Abweichung des Verbrauches $-I_a$ von einem Normalwert $-I_0$

CERBERUS KALTKATHODENRÖHREN

für zuverlässige elektronische Geräte

Präzisionsstabilisatoren SR 2 – SR 4

Ausgezeichnete zeitliche Konstanz, grosser Stabilisierungsbereich, hoher Spitzenstrom, kleine Fabrikationsstreuungen und kleiner Innenwiderstand sind die hervorstechendsten Merkmale der Cerberus Präzisionsstabilisierungsröhren.

Ein eingebauter Vorionisator gewährleistet einwandfreie Zündung auch in völliger Dunkelheit.

Die zweite Anode der Röhren SR 2 und SR 3 gestattet die Vermeidung von Zündüberspannungen.

Technische Daten

	SR 2	SR 3	SR 4
Zündspannung V_Z	max V 135	155	115
Stabilisierte Spannung V_B	V 88 ± 2	107 ± 3	86 ± 1
gemessen bei	mA 30	30	1,5
Stabilisierungsbereich	mA 2–80	2–80	0,5–5
Regulierung	max V 2	4	1,5
gemessen im Bereich	mA 20–40	20–40	0,5–3
Änderung der Brenns- spannung in 20 000 h	max \pm V 1	1	1
Sockel	Noval	Noval	Draht- enden

Unsere Kaltkathoden-Relaisröhren:

GR 15, GR 16, GR 17, GR 18, GR 19, GR 20, GR 21

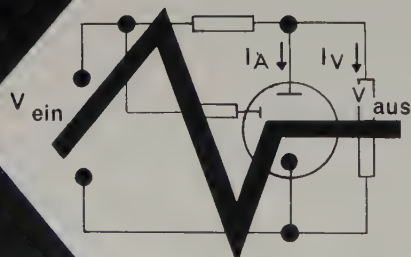
Gerne stellen wir Ihnen ausführliche Unterlagen über Stabilisierungsröhren, Relaisröhren und Signallimplampen mit langer Lebensdauer zu.

Cerberus-Alleinvertretung für Westdeutschland:

Alfr. Neye, Enatechnik, Zimmerweg 10, Frankfurt a. M. Tel. 72 29 15



SR 2
SR 3



SR 4

CERBERUS

ELEKTRONENRÖHREN

Stellgröße y_Z : die negative Abweichung des Zustromes I_e von einem Normalwert I_0 , der gleich dem Normalwert der Ausströmung ist.

Aus $Q = \text{const}$ folgt $\frac{dQ}{dt} = I_e - I_a = 0$

$$y_S = z - y_Z \quad y_Z = \alpha z \quad \dot{z} = y_S$$

$$y_S = (1 - \alpha)z \quad \dot{z} = (1 - \alpha)z$$

Faktor α : der Kopplungsfaktor für die Kopplung zwischen Aus- und Einströmung.

Damit $\dot{z} = 0$ ist, muß $\alpha = 1$ sein, d. h., die steuernde Kopplung muß so gewählt werden, daß Aus- und Einströmung immer gleich sind.

(Wird fortgesetzt)

T A G U N G E N

Vortragsreihe Regelungstechnik

Am 16. Mai 1958 beginnt im *Haus der Technik e. V.*, Essen, Hollestraße 1, die Vortragsreihe „Regelungstechnik“; sie enthält die Vorträge „Regler-typen — ihre Auswahl und ihre Anpassung an die Regelstrecke“ (16.5.), „Theorie und Praxis der Zweipunktregelung“ (23.5.) und „Progressive Regelung mit dem Teleperm-Regler“ (30.5.).

Deutsche Normenausstellung Stuttgart 1958

Vom 26. Juni bis 27. Juli 1958 veranstaltet der *Deutsche Normenausschuß (DNA)* gemeinsam mit dem *Landesgewerbeamt Baden-Württemberg* die „Deutsche Normenausstellung Stuttgart 1958“. Die Ausstellung findet im Hause des *Landesgewerbeamtes Baden-Württemberg*, Stuttgart N, Kanzleistraße 19, statt und wird Normungsbeispiele und -erfolge aus zahlreichen Gebieten der Wirtschaft — u. a. aus den Gebieten Bergbau, Elektrotechnik, Kunststoff, Lichttechnik, Werkzeugmaschinen — zeigen.

Internationale Gesellschaft für Analogrechentechnik

Die *Association Internationale pour le Calcul Analogique (AICA)* veranstaltet vom 1. bis 7.9.1958 in Straßburg eine internationale wissenschaftliche Tagung über Probleme der Analogrechentechnik. Die Beiträge behandeln in vier Gruppen mathematische und physikalische Fragen, Analogrechnergeräte, Anwendungen und Simulatoren sowie die Beziehungen zwischen Analog- und Digitalrechnergeräten. Die Tagungsleitung liegt in den Händen von Dr. F. H. Raymond, 138, Boulevard de Verdun, Courbevoie (Seine), Frankreich. Neben der Tagung findet vom 30.8. bis 8.9.1958 eine Ausstellung von Analogrechnergeräten statt.

6. Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft

Die 6. Jahrestagung der *Fernseh-Technischen Gesellschaft (FTG)* findet vom 15. bis 19. September 1958 in München statt.

IV. Internationaler Kongreß für Kurzzeitphotographie und Hochfrequenzkinematographie

Vom 22. bis 27.9.1958 findet in Köln der IV. Internationale Kongreß für Kurzzeitphotographie und Hochfrequenzkinematographie statt. Die Federführung für die Organisation liegt in den Händen der *Deutschen Gesellschaft für Photographie e. V.*, Köln, Hahnenstraße 1.

3. Internationaler Akustischer Kongreß

Der 3. Internationale Kongreß für Akustik findet vom 1. bis 8.9.1959 in Stuttgart statt. Das Vortragsprogramm enthält Themen aus dem gesamten Bereich der physikalischen und technischen Akustik, vorwiegend über Lärm- und Schwingungsabwehr, Elektroakustik und Raumakustik sowie physikalische Akustik. Interessenten werden schon jetzt gebeten, ihre Anschrift dem Sekretär der Tagung, Herrn Dr.-Ing. E. Zwicker, Stuttgart N, Breitscheidstraße 3, mitzuteilen.

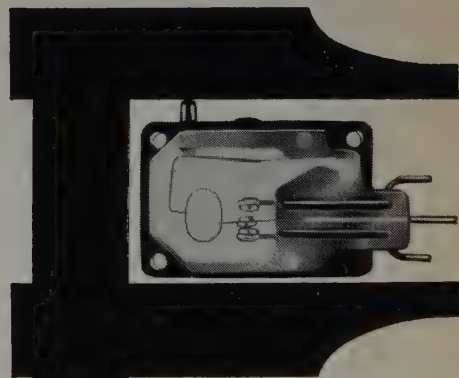
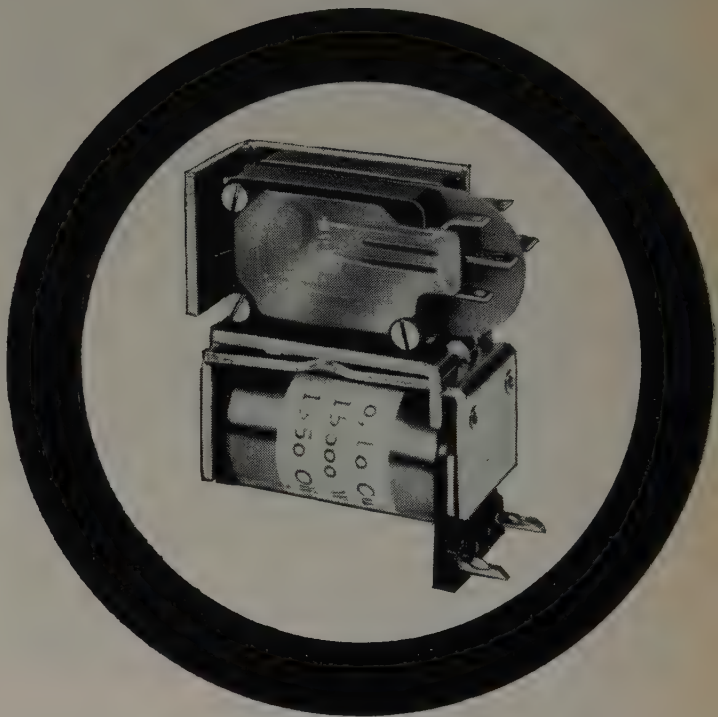
Congrès des Circuits et Antennes Hyperfréquences 1957

Die *Société des Radioélectriciens* gibt die anlässlich dieses Kongresses gehaltenen Vorträge in französischer und englischer Sprache heraus. Bezugspreis 9000 fr, Subskriptionspreis (bis 15. Juni) 5000 fr; Zusammenfassung der Vorträge (zweisprachig) 1000 fr. Anfragen und Bestellungen sind zu richten an den Congrès des Circuits et Antennes Hyperfréquences *Société des Radioélectriciens*, 10, Avenue P. Larousse, Malakoff (Seine), France.

Aus unserem Lieferprogramm:

++

MIKROSCHALTER UND MIKROSCHALTER — RELAIS



PRÄZISIONS- MIKROSCHALTER

Abmessungen: 36x21x7 mm,
Betätigungsaufwand 0,3 cm g
für Mess- u. Steuerkreise,
bis 2 cm g für
Schaltleistungen
von mehr als 1 kW
Alle federnden Teile
Beryllium-Bronze. Auch mit
Wischkontakten oder als
Wechselschalter lieferbar

MIKROSCHALTER — RELAIS S 24

Vielseitig verwendbar
für Gleich- u. Wechselstrom
aller gewünschten
Spannungen. Thermische
Dauerbelastbarkeit der
Spule 2,5 W. Geringste
Ansprechempfindlichkeit
bei Gleichstrom 20 m W.
Schaltleistung
bis 2 x 6 A bei 220 V ~

HERSTELLER: OTTO RAMSTETER MÜNCHEN 50



MOTOCO

Generalvertrieb
MOTOCO GmbH
Abt. Elektrotechnische
Bauelemente und Geräte
Stuttgart C
Schubartstraße 4

Zweibereich-UHF-Meßempfänger

Vorzugsweise für Relativspannungsmessungen im Frequenzgebiet 900 bis 2700 MHz hat Rohde & Schwarz einen Zweibereich-UHF-Meßempfänger entwickelt, der im Spannungsbereich $30 \mu\text{V} \dots 30 \text{ mV}$ mittels eingebauter Eichteiler ($6 \times 10 \text{ dB}$, $10 \times 1 \text{ dB}$, $10 \times 0,1 \text{ dB}$) Spannungsverhältnisse mit größten Fehlern von $\pm 1\%$ des eingestellten Wertes $\pm 0,1 \text{ dB}$ zu messen gestattet. Der Empfängereingang ist breitbandig. Es werden zwei Zwischenfrequenzen von 250 MHz und 25 MHz bei 2 MHz Bandbreite verwendet. Zur Spannungsanzeige dient ein Zeigerinstrument mit ungedehnter oder gedehnter Teilung. Amplitudenmodulierte HF wird demoduliert und einem Meßausgang 10 Hz...1 MHz zugeführt; ebenso kann das demodulierte Signal abgehört werden. Die richtige Abstimmung wird durch einen Diskriminator mit Zeigerinstrument kontrolliert.

ELRU-Information 214

Lichtelektrisches Transistor-Relais

Das neue Transistor-Relais mit Silizium-Photoelement (Dr. B. Lange) enthält im Ausgang ein elektromagnetisches Relais mit Umschaltkontakt und ist für bis zu 10 Schaltungen je Sekunde geeignet. Die Zellen arbeiten ohne Hilfsspannung und sind niederohmig, so daß sie ohne besondere Abschirmungen auch in großer Entfernung vom Relais montiert werden können. Das Relais ist als Ausführung 1 im Isolierstoffgehäuse mit eingebautem elektromagnetischem Relais lieferbar und zum Anschluß getrennter Strahlungssender- und -empfänger bestimmt. Die Ausführung 2 in gleichem Gehäuse hat eingebaute Siliziumzellen und ein verstellbares Linsenrohr von 40 mm \varnothing . Ein Scheinwerfer mit 5-Watt-Lampe (4 V) und eingebautem Transformator ist im gleichen Gehäuse lieferbar.

ELRU-Information 215

Mehrfach-Steckverbindungen

Mehrfach-Steckverbindungen aus schlagfestem Isolierpreßstoff, die bis zu 12 Kontakte aufnehmen können, für den Maschinenbau und ähnliche Zwecke hat die Firma W. Sihn jr. KG neuerdings in ihr Fabrikationsprogramm aufgenommen. Der Wisi-Winkelstecker „1100“ ist wahlweise mit

4- oder 5-mm-Stiften bestückbar. Die seitliche Kabeleinführung bietet Schutz gegen Tropf- und Spritzwasser. Der Wisi-Stecker „1102“ in gerader Ausführung entspricht in seinen technischen Einzelheiten dem Winkelstecker „1100“. Die zu beiden Steckern passende Einbausteckdose ist der Typ „1101“. Bei eingeführtem Stecker ist die Dose gegen Tropf- und Spritzwasser geschützt; ein Dichtungsring aus Perbunan dichtet die Einbauöffnung ab. Eine Führungsnase im Stecker verhindert falsches Einführen.

ELRU-Information 216

Kleininform-Linienschreiber

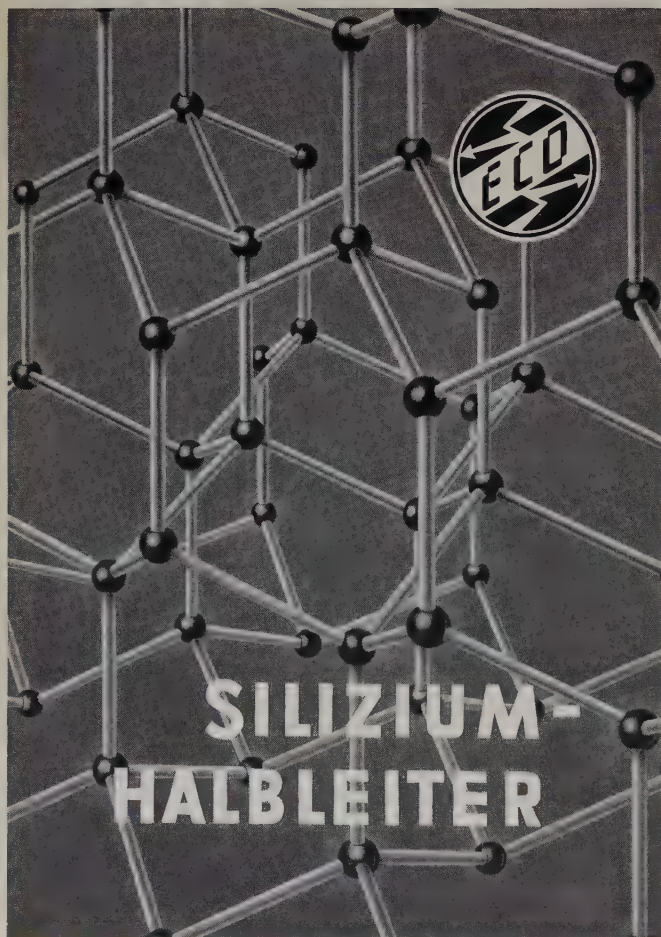
Der mit magnetischem Kompensations-Verstärker ausgerüstete Linienschreiber der J. C. Eckardt AG dient zur Aufzeichnung schnell veränderlicher Meßgrößen, z.B. des Temperaturverlaufs in Verbindung mit Thermoelementen, Gesamtstrahlungs-pyrometern oder Widerstandsthermometern sowie der beispielsweise von Photoelementen abgegebenen Spannungen oder Ströme und mechanisch dargestellter und elektrisch abbildbarer Größen. Das Drehspul-Meßwerk hat 2 s Einstellzeit (Meßgenauigkeit $\pm 1,5\%$). Der Arbeitsbereich läßt sich durch Austausch des Kompensationswiderstandes ändern; Nullpunkt-Unterdrückungen ermöglichen die Darstellung von Meßbereichsausschnitten. Zum Antrieb des Papierstreifens mit 100 mm Schreibbreite dient ein Synchronmotor; Papiervor-schub 10, 20, 60 oder 120 mm/h.

ELRU-Information 217

AUS INDUSTRIE UND WIRTSCHAFT

Dr. Harald Mandt 70 Jahre

Am 13. April 1958 vollendete Dr. H. Mandt, Vorsitzender des Aufsichtsrates der Deutschen Philips GmbH, das 70. Lebensjahr. Als er Anfang 1954 mit dieser Aufgabe betraut wurde, die er dank seiner großen Erfahrungen und geschickten Verhandlungsführung nunmehr über vier Jahre vorbildlich meistert, hatte er schon eine große Karriere in der Versicherungswirtschaft hinter sich gebracht. Bereits seit 1913 ist Dr. Mandt bei der Albingia tätig und seit 1956 dort Vorsitzender des Aufsichtsrates.



Unser Typenprogramm

Silizium-Dioden

Sperrstrom $< 0,1 \mu\text{A}$
Spitzensperrspannungen bis 200 V

Silizium-Leistungsgleichrichter

Richtstrom max. 2 A
Sperrstrom $< 10 \mu\text{A}$
Spitzensperrspannungen bis 700 V

Klein-Zenerdioden

Verlustleistung 125 mW
Zenerspannungen 6 bis 27 V

Leistungs-Zenerdioden

Verlustleistung 5 W
Zenerspannungen 6 bis 27 V

EBERLE & CO. ELEKTRO GMBH
Nürnberg • Oedenberger Straße 65

Elektronik auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1958

Auch in diesem Jahr nahmen auf der *Deutschen Industrie-Messe Hannover 1958* die Hersteller elektronischer Anlagen, Geräte und Bauteile wiederum einen führenden Platz ein. Zur ersten Information über das dort gezeigte Programm, das viele bemerkenswerte Neuentwicklungen enthielt, weisen wir auf das zum Beginn der Messe in verstärktem Umfang erschienene Heft 9 der *FUNK-TECHNIK* hin, das auf den Seiten 308—321 einen ausführlichen Vorbericht brachte. Der erste ausführliche Sonderbericht im nächsten Heft der *ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU* bringt technische Einzelheiten über Anlagen, Geräte und Bauelemente.

Dezimalklassifikation · Dreisprachige Kurzausgabe

Diese in Deutschland vom *Deutschen Normenausschuß* herausgegebene Kurzausgabe in deutscher, englischer und französischer Sprache enthält u.a. die Hilfstafeln mit den Allgemeinen Anhängenzahlen und die Haupttafel mit den Abteilungen 0/9.

Siemens-Geschäftsbericht 1956/57

Die Hauptversammlung der *Siemens & Halske AG* beschloß am 27.2.1958 in München die Ausschüttung von 10% Dividende und 2% Bonus aus dem Gewinn des Geschäftsjahres 1956/57. Dr.-Ing. E.h. Ernst von Siemens wurde wieder Aufsichtsratsvorsitzender. Der Gesamt-Geschäftsbericht von *S & H* und *SSW*, der als repräsentative Druckschrift mit 57 Textseiten vorliegt, spricht von einer Normalisierung der Geschäftslage, aber noch über den Umsätzen liegenden Auftragseingängen. Im Kapitel „Bericht der *Siemens & Halske Aktiengesellschaft*“ heißt es u.a.: „In unserer Forschung und Entwicklung zeigte sich als besondere Tendenz die zunehmende Anwendung der elektronischen Impulstechnik. Dies gilt nicht nur für die Nachrichten-Übertragungssysteme, sondern auch für Steuerorgane der automatischen Vermittlungsämter in den Fernsprech- und Fernschreibnetzen und für die logischen Schaltungen und Speicher der Datenverarbeitungs-Anlagen. Dieser Entwicklungsgang steht in ständiger Wechselwirkung mit dem Entstehen neuartiger Bauelemente und Baugruppen von sehr kleinen Abmessungen und geringem Gewicht. Die Bedeutung, die wir den Forschungs- und Entwicklungsaufgaben beimessen, kommt auch durch eine Erweiterung unseres Münchener Laboratoriumsgebäudes zum Ausdruck.“

Geschäftsbericht 1957 der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken

Im April erschien als repräsentative illustrierte Druckschrift im Großformat mit 72 Seiten die deutsche Übersetzung des Geschäftsberichtes 1957. Die Muttergesellschaft des *Philips-Konzerns* erreichte 1957 gegenüber dem Vorjahr eine Umsatzsteigerung um 18% auf 3177 Mill. hfl. Die Gesamtzahl der Beschäftigten des Konzerns erhöhte sich von 152000 auf 160000; in den niederländischen Werken blieb sie mit 59000 unverändert. Insgesamt stiegen die Umsätze mehr als die Fertigung, da die Lagerbestände abgebaut wurden. Die stärkste Zunahme findet sich bei Produktion und Absatz von Fernsehgeräten, wo man auch für die Zukunft mit weiteren starken Umsatzsteigerungen rechnet. Der Gewinn (vor Abzug der Steuern) stieg bei der Muttergesellschaft von 313 Mill. hfl. auf 394 Mill. hfl. Nach Abzug der Steuern verbleiben 187 Mill. hfl.; daraus wird wiederum eine Dividende von 14% auf die Stammaktien gezahlt.

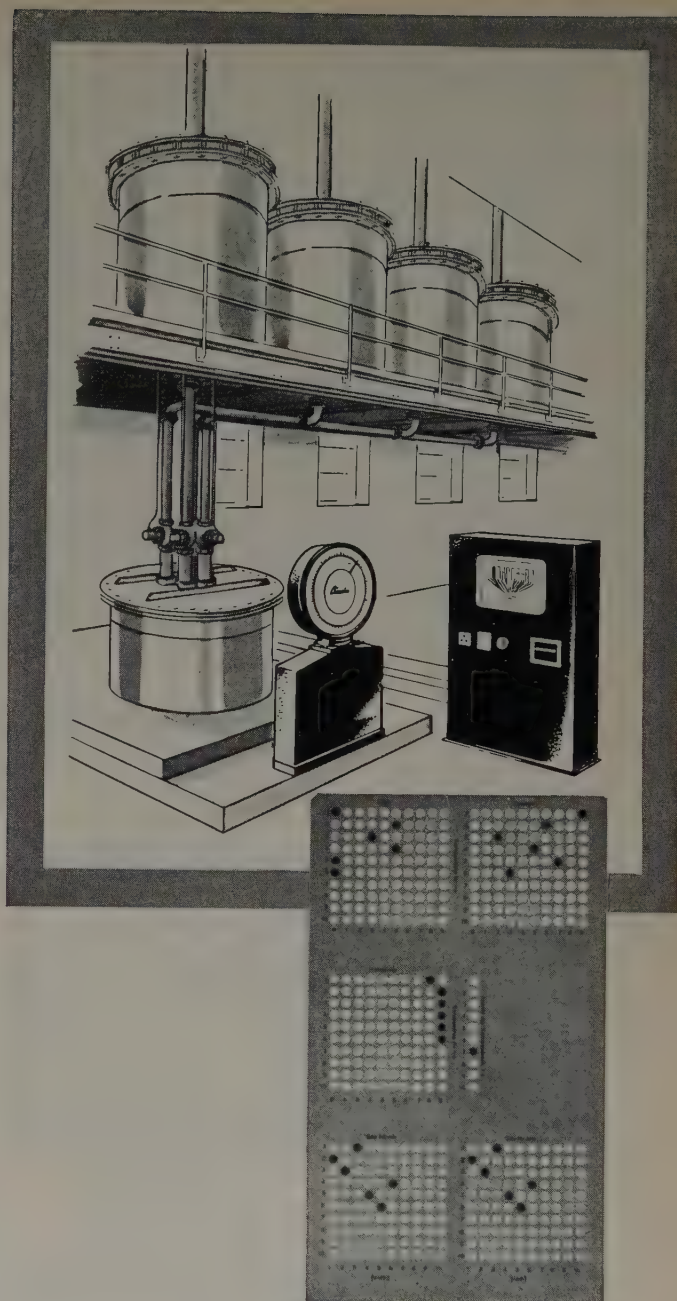
Der vorliegende Geschäftsbericht enthält neben den rein kaufmännischen Berichten auch wieder Einzelberichte und Betrachtungen über eine Reihe von wissenschaftlichen und technischen Sondergebieten, so z.B. „Wissenschaftliche Forschung“, „Elektronenröhren“, „Icoma (Industrial Components and Materials)“, „Rundfunk- und Fernsehgeräte“, „Fernmeldetechnik“ und „Elektroakustik“.

In Kürze Philips-Aktien an deutschen Börsen

Auf der Hauptversammlung der *N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken*, die am 17. April in Eindhoven stattfand und an der mehr als 1000 Aktionäre teilnahmen, hat der Vorsitzende des Präsidiums im Vorstand, Dipl.-Ing. P. F. S. Otten, mitgeteilt, daß die *Philips-Aktien* demnächst auch an deutschen Börsen notiert werden sollen. Inzwischen ist die Zulassung erfolgt.

Standard Elektrik AG und C. Lorenz AG

In zwei außerordentlichen Hauptversammlungen ist die bereits angekündigte Fusion zwischen den beiden Gesellschaften nunmehr abgeschlossen worden. Die neue Gruppe hat über 21000 Beschäftigte. Die *Standard Elektrik* erhöhte zum Zwecke der Übernahme der *C. Lorenz AG* ihr Kapital um 42 auf 72 Millionen DM. Der neue Firmenname wird *Standard Elektrik Lorenz AG* lauten. In der neuen Gesellschaft wird die Zusammensetzung des Aufsichtsrates dem der alten *Standard Elektrik* entsprechen. Aufsichtsratsvorsitzender bleibt Dr. jur. Carl W. Hauss, Stuttgart. Vorsitz der Vorstandes ist weiterhin H. Abtmeier; der bisherige Vorstandsvorsitzende der *C. Lorenz AG*, Dr.-Ing. habil. M. Kluge, wurde zum stellvertretenden Vorsitz der Vorstandes der neuen Gesellschaft bestellt.



Zuwiegen durch Lochkarten steuern

Wesentliche Beschleunigung des Wiegevorganges. Ein einziger Druck auf einen Knopf setzt die *BIZERBA*-Abfüllwaage in Tätigkeit, die dann mittels Lochkarten die Abgabe der einzelnen Komponenten aus den Vorratsbehältern in den Wiegebehälter automatisch steuert, die Gewichte auf Kontrollstreifen registriert und den Wiegebehälter nach der Wägung wieder entleert. Es ist möglich, mit kontinuierlichem oder mit Einzelabfüllbetrieb zu arbeiten. Über technische Einzelheiten informiert Sie

Bizerba

Größte deutsche Waagenfabrik
Abt. 208C Balingen/Würt.

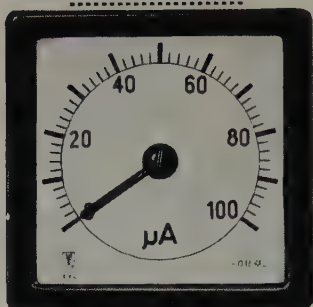
BIZERBA liefert: Industrie-Kleinwaagen, Plus-Minus-Waagen, Zählwaagen, Misch- und Gattierungswaagen, vollautomatische Großwaagen mit und ohne Druckapparat, Behälterwaagen, Leuchtbildwaagen, Fahrzeugwaagen, Gleiswaagen.

BIZERBA-Präzision verdient Vertrauen

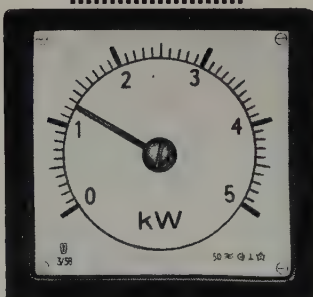
ELEKTRISCHE LANGSKALEN-INSTRUMENTE

sind
parallaxenfrei
ablesbar auf
weite Sicht;

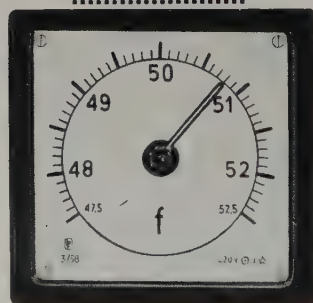
brauchen kleine
Schalttafel-
fläche.



Außer den
gezeigten
Beispielen
können wir
noch viele
weitere Meß-
aufgaben lösen



Unsere
Langskalen-
instrumente
sind stoßsicher,
daher betriebs-
sicher,
für jede
Meßgröße
lieferbar in Gehäusen
von 48-144 mm ϕ



WEIGAND

ERLANGEN/BAYERN

Sennheiser electronic

Die Firma *Laboratorium Wennebostel Dr.-Ing. Sennheiser* hat ihren Namen in *Sennheiser electronic* geändert, weil in der Vergangenheit immer wieder festgestellt werden mußte, daß die bisherige Firmenbezeichnung hinsichtlich der Beurteilung der Fabrikation zu Mißverständnissen Anlaß gab. Das neue Firmenzeichen unterscheidet sich von dem alten nur durch die Auswechslung der Inschrift „Labor W“ durch ein stilisiertes „S“.

Dr. Hans Bürklin

Die Firma *Dr. Hans Bürklin*, Spezialgroßhandel für Elektronenröhren und Bauelemente für alle Gebiete der Funktechnik und ihrer Grenzgebiete, hat jetzt das *AEG-Haus* in München, Schillerstraße 27, übernommen.

Schaub-Lorenz errichtet Zweigwerk in Rastatt

Da das Hauptwerk der Rundfunk- und Fernsehgeräte-Fabrik *Schaub Apparatebau Abteilung der C. Lorenz Aktiengesellschaft* in Pforzheim insbesondere wegen der dortigen Arbeitsmarktlage keine Kapazitätserweiterung mehr zuläßt, hat sich die Firma entschlossen, in Rastatt ein Zweigwerk zu errichten. Anfang 1959 wird der Rastatter Zweigbetrieb, ein modernes Fabrikgebäude in verkehrsgünstiger Lage, mit 500 bis 600 Arbeitskräften die Produktion aufnehmen.

Electronic Computer Exhibition

Für die vom 28. November bis 4. Dezember 1958 in Olympia, London, stattfindende Ausstellung haben sich heute bereits 32 Hersteller angemeldet, die 80 % der verfügbaren Ausstellungsfläche in der National Hall belegt haben.

Gleichspannungsverstärker „PP 1304“

Der asymmetrische Eingangswiderstand dieses Verstärkers der *Elektro Spezial GmbH* (ELRU-Information 67) ist in allen Bereichen konstant 10 M Ω und nicht 10 Ω .

Radarkette für Hamburger Hafen

Die Hafenbehörde des Hamburger Senats gab *Telefunken* die Ausrüstung des Hamburger Hafens und des dazugehörigen Elbeabschnitts mit fünf Land-Radarstationen in Auftrag. In Verbindung mit einer für später vorgesehenen Radar-Übertragungsanlage wird Hamburg als erster Hafen der Welt in der Lage sein, sein ganzes Strom- und Hafengebiet von der zentralen Lotsenstation aus zu beobachten. Die Radaranlagen haben 8 km Reichweite, so daß sie die gesamte 30 km lange Fahrstrecke einschließlich aller weitverzweigten Hafenteile bis in den letzten Winkel erfassen.

Neues Gerät für magnetische Bildaufzeichnung

„VERA“ ist der Name eines neuen elektronischen Gerätes für die magnetische Bild- und Tonaufzeichnung, das die Forschungsingenieure der *BBC London* in zweijähriger Arbeit entwickelt haben. Die erste „VERA“-Übertragung fand bereits am 14. 4. 1958 statt, und in Zukunft sollen „VERA“-Übertragungen zum festen Bestandteil des *BBC*-Fernsehprogramms gehören.

Gedruckte Schaltungen in Kraftwagen

In der amerikanischen Autoindustrie wurden Versuche über die Verwendung von gedruckten Schaltungen in Kraftfahrzeugen unternommen, und verschiedene Firmen wollen ihre nächsten Modelle mit in dieser Technik ausgeführten Armaturen Brettern versehen.

Wetter-Radar für den deutschen Wetterdienst

Die erste Wetter-Radaranlage im Bereich des westdeutschen Wetterdienstes hat *Telefunken* beim Wetteramt Schleswig aufgestellt. Die Antenne steht in 22 m Höhe auf dem Turm des Wetteramtes. Die Anlage vom Typ „Decca 41“ arbeitet auf 3,2 cm Wellenlänge mit 20 kW Impulsleistung und 250 Hz Pulsfolgefrequenz. Sie hat etwa 200 km Reichweite und läßt damit Niederschlagsgebiete und deren Zugrichtung über dem norddeutschen und dem dänischen Raum sowie über den Meeresgebieten der Nord- und Ostsee erkennen. Starke Regengebiete mit besonders hohem Wolkenaufbau sind auf noch größere Entfernungen feststellbar.

Infrarot-Sprechgeräte

Für den Sprechverkehr zwischen Schiffen und Küstenstellen hat die US-Navy Infrarot-Sprechgeräte des Typs „AN/SAT-2“ eingesetzt, die im Bereich 0,75...1,2 μ arbeiten.

Impulsfreie elektrische Rückstrahlverfahren (CW-Radar)

Von F. von Rautenfeld. Band 5 der „Lehrbücherei der Funk-
ortung“, herausgegeben von Staatssekretär Prof. L. Brandt.
Garmisch-Partenkirchen 1957, Deutsche RADAR-Verlagsgesell-
schaft mbH. 216 S. m. 170 B. im Text und auf 13 Bildtaf., 10 Zahlen-
taf. Preis in Ganzl. geb. 32 DM.

Der vorliegende 5. Band der „Lehrbücherei“ des Ausschusses für Funk-
ortung ist das „physikalischste“ unter den bisher erschienenen Werken
dieser Reihe (vgl. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Nr. 2/1955 und
Nr. 2/1956). Es beschränkt sich nicht darauf, die Technik der möglichen
und angewandten „Dauerstrich“-Rückstrahlverfahren zu behandeln,
sondern widmet einen wesentlichen Teil der Erörterung der physikalischen
Vorgänge bei der für die gesamte Funkmeß-(Radar-)Technik maßgebenden
Reflexion elektromagnetischer Strahlung sowie der grundsätzlichen
Mittel zu deren Auswertung. Während diese allgemeinen Betrachtungen
im wesentlichen in dem ein Viertel des Buches umfassenden Kapitel 1,
Theoretische Grundlagen, zusammengestellt sind, bringen die folgenden
Teile ausführliche Angaben einerseits über Untersuchungen und Entwick-
lungen, die vom Verfasser während des Krieges beim Ernst-Orlich-Institut
der Reichsstelle für Hochfrequenzforschung in Danzig durchgeführt
wurden, andererseits über Verfahren und Geräte aus deutschen Entwick-
lungen bis 1945; diese Darstellungen sind insofern von besonderem Inter-
esse, als bisher so gut wie gar keine der Allgemeinheit zugänglichen Ver-
öffentlichungen hierüber vorliegen.

Teil 2 behandelt Erfahrungen mit Reichweiten über 100 m an Hand des
impulsfreien Kompensationsverfahrens „Luchs“ ($\lambda = 36$ m), für dessen
Flugzeug-Bordbetrieb u. a. Untersuchungsergebnisse über die Eigen-
erregung verschiedener Flugzeugbaumuster mitgeteilt werden, und des
Kurzwellen-Zielflugverfahrens „Kreuzblume“. Im Teil 3 sind Geräte für
Reichweiten unter 100 m beschrieben, wie sie insbesondere als automa-
tische (Abstands-, Annäherungs- und Richtungs-)Zünder Verwendung
fanden (Geräte „Pinscher“, „Wiesel“, „Marder“). Es folgt im Teil 4 die
Behandlung von Fernwirkungen durch Reflektor-Modulation. Teil 5 bringt
eine Übersicht über weitere impulsfreie Rückstrahlverfahren in ihren An-
wendungen als Funkhöhenmesser, weitere automatische Zünder sowie
aktive und halbaktive Zielsuchgeräte.

Im Anschluß an diese Darstellungen der deutschen Verfahrens- und Ge-
räte-Entwicklungen bis 1945 folgt im Teil 6 noch ein besonders begrüßens-
wertes Kapitel über moderne impulsfreie Rückstrahlverfahren, in dem
versucht wird, den heutigen Stand der Technik auf diesem Gebiet zu-
sammenfassend darzustellen und an Hand von neuen Geräte-Entwick-
lungen aufzuzeigen. Hier finden sich Angaben aus neuesten Quellen über
frequenzmodulierte Abstands-(Höhen-)Messung im Dezimeter- und Zenti-
meterwellenbereich, über die Benutzung zirkularer Polarisation bei
 $\lambda < 10$ cm für Ortungszwecke und über neuere Doppler-Verfahren, die
nicht nur zur reinen Geschwindigkeitsmessung dienen, sondern im Begriff
sind, die Grundlage vollständiger Navigationssysteme zu werden.

Das Buch vereinigt wissenschaftlich exakte Darstellung, die durch klare
Gliederung mit vielfach eingeschalteten Hinweisen auf andere Stellen
unterstützt wird, mit anschaulichen Ausführungen über die technische
Interpretation physikalischer Gegebenheiten. Es enthält ein umfang-
reiches Schrifttumverzeichnis mit 155 Quellenangaben und — endlich, als
erstes Buch der Reihe — ein ausführliches Sachregister. Es darf auf Grund
seiner vielen grundsätzlichen Betrachtungen nicht nur dem Radar-Spezia-
listen, sondern jedem empfohlen werden, der sich mit hochfrequenztech-
nischen und navigatorischen Problemen befaßt. MÜF

Television Receiving Equipment

Von W. T. Cocking. 4. Aufl., London 1957, Iliffe & Sons, Ltd.
454 S. m. 279 B. 14 x 22 cm. Preis in Ganzl. geb. 30 s.

Die 4. Auflage dieses bekannten Standardwerkes der britischen Fachlite-
ratur ist dem heutigen Stand der Technik angepaßt worden. Drei Viertel
des Textes wurden neu geschrieben und der Umfang um 169 Seiten er-
weitert. Obwohl die Ausführungen auf die britische Fernsehnorm abge-
stellt sind, ist doch immer auch auf die anderen Normen hingewiesen,
so daß es ohne Schwierigkeiten möglich ist, die Ausführungen beispiels-
weise auch auf die CCIR-Norm zu übertragen. Der Text ist frei von mathe-
matischen Formeln; für den Entwickler im Labor nützliche Formeln sind
im Anhang zusammengestellt, zum Beispiel für Integrier- und Differen-
zienglieder, magnetische Bild- und Zeilenablenkung sowie für die Dimen-
sionierung von HF-Verstärkern. Dadurch ergibt sich eine gut lesbare und
klare Darstellung der Arbeitsweise der einzelnen Stufen eines Fernseh-
empfängers, die abschließend noch einmal zu einem Gesamtüberblick über
einen vollständigen Fernsehempfänger zusammengefaßt ist. Rö.



Alles sichtbar - alles greifbar

LAGER-FIX AUS KUNSTSTOFF • LAGER-FIX AUS KUNSTSTOFF • LAGER-FIX AUS KUNSTSTOFF

LAGER-FIX-Sichtkästen aus Kunststoff

für das Lagern von Kleinmaterial im
Hauptlager und am Fertigungsplatz.
Besonders geeignet für Teile mit ver-
edelter, verfeinerter Oberfläche oder
für sehr empfindliche Präzisionsteile.

LAGER-FIX-Sichtkästen aus Kunststoff
sind äußerst stabil und stapelmöglich,
formbeständig und korrosionsfrei, sie
sind leicht und liegen durch die glatte
Oberfläche sympathisch in der Hand.

LAGER-FIX-Sichtkästen aus Kunststoff
gibt es in verschiedenen Farbnuancen.
Man kann Materialgruppen, Aufträge
oder Fertigungsserien signalisieren.

FRITZ SCHÄFER GMBH
NEUNKIRCHEN, KREIS SIEGEN

Postfach 17 • Ruf 555 • FS 087700

LAGER-FIX-Kästen Gr. V und VI
aus Kunststoff für weitere
Aufgabenbereiche



Alle besprochenen Bücher können bei der HELIOS Buchhandlung
und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bestellt werden

ELEKTRONISCHE STEUER- UND REGELGERÄTE

ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS
PROGRAMMSTEUERUNGEN
DEKADEN FÜR SCHNELLZÄHL-
EINRICHTUNGEN UND ANDERE
ANWENDUNGEN
KONTAKTSCHUTZRELAIS
SCHWEIßZEITBEGRENZER
LICHTELEKTRISCHE STEUERUNGEN

ELEKTRO-APPARATE- UND RELAIS-BAU

VONA



GEBR. v. ALTEN
KRONBERG IM TAUNUS
FERNRUF 2534 • FERNSCHREIBER 041 1298

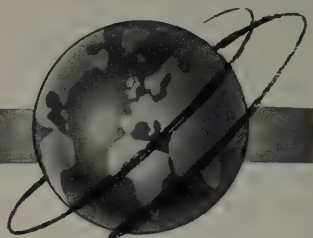


Wir fertigen in unserem Düsseldorf-Werk für die
Verwendung bei Umgebungstemperaturen bis zu
+150° C:

Silizium-Flächentransistoren
Silizium-Zenerdioden
Silizium-Flächendiode
Silizium-Leistungsgleichrichter

Ferner:
Germanium-Transistoren für HF-, NF- und
Schalterstufen
Germanium-Miniatur-Transistoren
Germanium-Miniatur-Flächendiode

Weiterhin liefern wir:
Germanium-Leistungstransistoren mit einer
zulässigen Verlustleistung von 9 Watt
und Kollektorspannung bis zu 80 Volt



INTERMETALL

GESELLSCHAFT FÜR METALLURGIE UND ELEKTRONIK M.B.H. DÜSSELDORF

Königsallee 14/16 • Vertrieb: Fliegerstraße 1/3
Fernsch. 08582633 • Telefon-Sammel-Nr. 1 07 17

ERSA 200S
ERSA 500
ERSA 150P
ERSA 30
ERSA 10/6V
ERSA T15
ERSA T100

ERSA
SEIT 1921

ERSA-LÖTKOLBEN
von 10 Watt an aufwärts
ERSA-LÖTBÄDER
von 7 cm aufwärts
ERSA-PLASTIK-KOLBEN
zum Schweißen, Schneiden,
Siegeln von Kunststoff

ERNST SACHS

Erste Spezialfabrik elektrischer LötKolben
Berlin-Lichterfelde-West und Wertheim am Main

Verlangen Sie die interessante Liste 165 02

**Industrie-
schaltgeräte**
nach VDE 0560/52

Elektronische Relais
Schweißzeitbegrenzer
Pressensteuerungen
Dämmerungsschalter
Lichtstrahlsteuerungen

**Ölfeuerungs-
automaten**
jetzt in verbesserter Aus-
führung nach neuesten
Richtlinien Din 4787

RELAYS-REGLER

Quecksilberrelais
in allen Ausführungen
Festmetallkontaktrelais
Verzögerungsrelais
Wischrelais
Stromstoßrelais
Einstellbare Stromrelais
Batterie-laderelais
Telefonruf-Relais
Drehankerrelais
Zeit- und
Motorschaltwerke
Drehmesserschalter
Temperaturregler
u.-begrenzer

EBERLE & CO.
KRONBERG
WERNER-STRASSE 37/38

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

5
1958

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

191 192 193 194 195 196 197 198 199 200 201 202 203 204 205 206 207 208 209 210
211 212 213 214 215 216 217 218 219 220 221 222 223 224 225 226 227 228 229 230
231 232 233 234 235 236 237 238 239 240 241 242 243 244 245 246 247 248 249 250

Selle..... Firma.....

Erzeugnis.....

Selle..... Firma.....

Erzeugnis.....

Anzeigenteil

(Name, Vorname, Beruf)

(Firma)

(Wohnort, Straße, Hausnummer)

Neue Erzeugnisse · Industrie-Druckschriften

AEG

Peter Behrens — 50 Jahre Gestaltung in der Industrie

In knapper Form weist auf 16 Seiten diese kleine, bebilderte Schrift auf das Wesentliche im Leben und Wirken von Peter Behrens hin. Dieser Künstler, von Hause aus Graphiker, fand bald den Weg zur Architektur und dann zur Formgestaltung. Die AEG hatte ihn für sich verpflichtet. Ihre Turbinen-Montagehalle, 1909 von Behrens entworfen, war der erste Schritt zu einer neuen Art des Bauens. Sein neuer Stil war auch mit Wegbereiter für form-schöne Geräte, um deren Gestaltung sich Behrens bis zu seinem Tode i. J. 1940 erfolgreich bemüht hat. **ELRU-Information 195**

Brüel & Kjør

Technical Review No. 1/58

Die neue Ausgabe der Hauszeitschrift bringt neben kurzen technischen Hinweisen auf den Katodenverstärker „2611“ und den zugehörigen Adapter „JJ 4111“ auf 15 Seiten den Schluß eines Beitrages von A. Schlägel „Measurements of the Dynamic Modulus of Elasticity and the Loss Factor for Solid Materials“ aus Nr. 4/57. **ELRU-Information 196**

Elektro Spezial

Preisliste EMA 4

Mit der Herausgabe der neuen

Preisliste gibt die Elektro Spezial GmbH, eine Schwestergesellschaft der Deutschen Philips GmbH, Preissenkungen für verschiedene elektronische Geräte zur Messung elektrischer Größen bekannt. So wurden beispielsweise die Preise für Elektronenstrahl-Oszillografen und Mikrowellen-Meßgeräte um bis zu 20% herabgesetzt. **ELRU-Information 197**

Elesta

technische mitteilungen Nr. 8

Diese Ausgabe berichtet über Neuentwicklungen im Röhrenbau und stellt die dekadische Zählröhre EZ 10 und den Klein-Stabilisator ES 11 vor (vgl. auch FUNK-TECHNIK 9/58, S. 300 bis 302). **ELRU-Information 198**

Endress & Hauser

Füllstand-Anzeiger

Für Schüttgüter und Flüssigkeiten jeglicher Art werden der kapazitive Füllstand-Grenzschalter „Nivotester NC“, der Leitfähigkeits-Grenzschalter „Nivotester NW“ und der universell verwendbare elektronische Füllstand-Anzeiger „Silometer“ für elektrisch leitende und nichtleitende Schüttgüter und Flüssigkeiten aller Art in verschiedenen Ausführungsformen hergestellt. **ELRU-Information 199**

General Radio

Z-Y-Brücke „1603-A“

Eine von der deutschen Vertretung der Firma herausgegebene 8seitige Übersetzung unterrichtet über Aufbau, Wirkungsweise, Genauigkeit und Anwendungen dieser Meßbrücke. **ELRU-Information 200**

IBM

IBM-Nachrichten Heft 134

Diese Ausgabe der IBM-Hauszeitschrift enthält auf 39 Seiten u. a. die Beiträge „Technische Berechnung mit dem Magnet-trommelrechner IBM 650“, „Mathematik im Büro“ und „Schwierige Fälle der Null-Kontrolle“. **ELRU-Information 201**

Kienzle

Vorwahlzählgerät „VZ 200“

Das elektronische Zählwerk besteht aus vier hintereinandergeschalteten dezimalen Zählstufen und hat damit eine Zählkapazität von 1...max. 10000. Zum Zählen werden negative Impulse 2...10 Vsp beliebiger Flankensteilheit an 1 kΩ Eingangsimpedanz benötigt; Zählgeschwindigkeit max. 10 000 Imp/s. Die zweifache Zahlenvorwahl ermöglicht es, in beliebigem Abstand vor Erreichen der gewünschten Zahl ein Vorsignal abzugeben. Das Gerät ist wahlweise auf einfache oder doppelte Zahlenvorwahl um-

schaltbar. Das Ausgangssignal ist ein positiver Rechteckimpuls (23 Vsp, Impulsdauer 10 µs) an etwa 100 Ω über 0,1 µF. **ELRU-Information 202**

Dr. Masing & Co.

Sorensen-Masing-Spannungsregler

Spannungsregler schaffen vielfach erst einwandfreie Voraussetzung für den Einsatz empfindlicher elektrischer und elektronischer Geräte. In den USA entwickelte Sorensen den ersten elektronisch-magnetischen Spannungsregler mit Spezialdiode. Unter dem geschützten Namen „Nobatron“ wurde daraus eine Typenreihe geregelter Netzan-schlußgeräte mit hohen Gleichspannungsleistungen weiterentwickelt. Die Firma Dr. Masing & Co. stellt nun Sorensen-Spannungsregler im Lizenzbau in Deutschland her. **ELRU-Information 203**

Le Matériel Technique Industriel

Relais und Klein-Schalt-schütze

Für die Fernsteuerungs- und Meldetechnik sind Relais und kleine Luftschütze wichtige Bauelemente. Die Firma liefert eine vollständig abgestufte Serie für die verschiedenartigsten Anwendungszwecke. Die Spulen sind

5
1958

enthält in den April- / Maiheften u. a. folgende Beiträge:

2. Aprilheft 1958 (Nr. 8)

Frühjahrmessen als Funkausstellungen
Doppler-Navigation an Bord von Flugzeugen
Programmgesteuerte elektronische Rechenmaschinen — Technische Grundlagen
UKW-Fernseh-Prüf- und -Wobbelsender mit Bildmuster-Generator
Der Pentodenbegrenzer
Q-Multiplier für KW-Empfänger
Gruppenlaufzeit-Meßgerät
So arbeitet mein Fernsehempfänger (23)

1. Maiheft 1958 (Nr. 9)

Automatik und Automatisierung
Fernsehempfänger 1958/59. 1. Bericht: Schaltungstechnische und konstruktive Einzelheiten
Stabilisierung von Heizspannungen und -strömen in Sender- und Verstärkerschaltungen
Hi-Fi-Bausteine: UKW-Tuner „NG 5501“ und Verstärker „NG 5601“
Eine Wiedergabeanlage für hohe Ansprüche
Frequenzmessung mit dem Spektrumsgenerator „FV 1“
Magnetontöpfe für Heimgeräte
Elektronische Schaltungen mit Kaltkathodenröhren
Grenzempfindlicher Konverter für das 145-MHz-Amateurband
Vorbericht zur Deutschen Industrie-Messe Hannover 1958
Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre (22)

FT-Kurznachrichten · Von Sendern und Frequenzen · FT-Zeitschriftendienst
Beilagen: Transistor-Schaltungstechnik · Der Oszillograf als Meßgerät

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Eichborndamm 141-167

für Dauerbetrieb ausgelegt und arbeiten in einem Bereich von 20% Unterspannung bis 10% Überspannung einwandfrei. Die Kontakte sind Silber-Cadmium-Kontakte auf Blattfedern aus Beryllium-Bronze in selbstblasierender Ausführung und thermisch im Dauerbetrieb mit 30% überlastbar. Alle Relais sind entweder in durchsichtigem Kunststoffgehäuse, in emailliertem Blechgehäuse, in wasserdichtem Gußgehäuse und auf Wunsch auch in tropenfester Ausführung lieferbar. Auf dem Lieferprogramm stehen ferner elektronische Verzögerungsrelais.

ELRU-Information 204

Novotechnik

Technische Mitteilungen, 3. Folge

Diese Folge unterrichtet in Kurzform u. a. über folgende Geräte: „NT-Wendelpotentiometer“ für 10 Umdrehungen (Linearität $\leq 3\%$, Belastbarkeit 5 W), „Sin-cos-Rechenpotentiometer“ größerer Ausführung (215 mm \varnothing , 1600 Ω , 25 W, zulässige Speisepannung 200 V), „Mikro-Stellmotor mit Getriebe 1:2250“, dessen abgegebenes Drehmoment durch eine Rutschkupplung auf 800 \pm 200 cm g begrenzt wird (Anlaufspannung bei 500 cm g Nutzlast 6 V=).

ELRU-Information 205

Philips

Elektroakustik Heft 23

Die neue Ausgabe der Philips-

Hauszeitschrift bringt u. a. Beiträge über die „Philips-Übertragungsanlagen an Bord der Ariadne“, die „Drei-Programm-Übertragungsanlage im Hotel Römischer Kaiser“ sowie einen technischen Bericht über „Pflichtempfangs-Schaltungen“, das sind bestimmte Lautsprecheranschluß-Schaltungen, bei denen sich von der Zentrale aus alle Lautsprecher zwangsweise einschalten lassen, auch wenn sie an Ort und Stelle ausgeschaltet oder auf eine geringere Lautstärke heruntergeregelt sind.

ELRU-Information 206

Raytheon

Si-Transistor 2 N 328

Dieser Silizium-Transistor vom pnp-Typ zeichnet sich vor allem durch hohe Widerstandsfähigkeit gegenüber mechanischen Beanspruchungen aus und ist deshalb für Fernmeßzwecke besonders geeignet. Er ist für den Temperaturbereich $-50\ldots+150^\circ\text{C}$ zugelassen.

ELRU-Information 207

Resista

Meßwiderstände der Güteklasse 0,5

Um bei Meßwiderständen der Güteklasse 0,5 die vorgeschriebene Konstanz gewährleisten zu können, war es bisher notwendig, Widerstände mit Abmessungen nach DIN 41400 zu verwenden. Nunmehr ist es Resista gelungen, kappenlose und daher sehr kleine Schichtwiderstände mit axial herausgeführten Drähten bis zur

kleinsten Toleranz von $\pm 0,5\%$ nach Güteklasse 0,5 zu entwickeln, die auch weitgehend der Vorschrift MIL-R-10509 entsprechen.

ELRU-Information 208

Siemens

Siemens-Zeitschrift Heft 3/1958

Die neue Ausgabe bringt unter anderem mehrere Beiträge über Silizium-Gleichrichter und deren Anwendungen, Silizium-Photoelemente, den Digitalrechner „2002“ sowie über KW-Nachrichtengeräte für beweglichen Einsatz und Bauteile für Nachrichten-Weitverkehrsgeräte.

ELRU-Information 209

Standard Elektrik

SEG-Nachrichten Heft 1/1958

Über elektrische Bauelemente, neue SAF-Hochleistungs-Selen-Gleichrichter, neue Seefunküberleiteinrichtungen, UKW-Funkgerät für den mobilen Seefunkdienst sowie über Sonder-Fernsprechanlagen für den Rundfunkbetrieb, Fernschreiber zur gesicherten Übertragung von Ziffern, Anwahlfernmessung nach dem Impuls-Code-Verfahren unterrichtet unter anderem die soeben erschienene neue Ausgabe der Hauszeitschrift.

ELRU-Information 210

Steatit-Magnesia

Dralowid-Katalog 1958

Die soeben erschienene Ausgabe gibt auf 25 Seiten DIN A 5 einen

Überblick über die technischen Daten der Dralowid-Regelwiderstände und Potentiometer mit Maßskizzen, Regelkurven und Preisen.

ELRU-Information 211

TeKaDe

Technische Datenblätter

Für die pnp-Flächentransistoren GFT 32, GFT 44, GFT 45, GFT 2006 und GFT 4012 erschienen neue Datenblätter, die die entsprechenden bisherigen Datenblätter ersetzen.

ELRU-Information 212

Valvo

Dioden · Transistoren

Die soeben erschienene Ausgabe 1958 dieser Druckschrift gibt auf 68 Seiten einen Überblick über das Fertigungsprogramm an Germaniumdioden, Siliziumdioden und Transistoren und bringt Technische Daten mit Kennlinien sowie 17 Schaltungen mit Dioden und Transistoren. Von den Schaltungen seien erwähnt: Vierstufiges Hörgerät, Mikrofonvorverstärker, gemischt bestücktes Batteriegerät, RC-Sinusgenerator für Niederfrequenz, Schmitt-Trigger, Bistabiler Multivibrator, Strahlungsmeßgerät, Eintakt- und Gegentakt-Spannungswandler. Den Abschluß bildet eine übersichtliche zusammenfassende Darstellung der Begriffe, Definitionen und wichtigsten Gleichungen für Dioden und Transistoren.

ELRU-Information 213

K. HECKER

Video-Endstufe mit Draht-Anodenwiderstand für Fernsehempfänger

Es wird gezeigt, daß die üblichen Meßmethoden für Induktivitätsmessung bei sehr stark gedämpften Induktivitäten versagen. Eine Meßmethode, die eine solche Induktivität mit einer Reihenschaltung aus einem ohmschen Widerstand und einer konzentrierten, verlustarmen Induktivität vergleicht, gestattet es, auch in einem derartigen Fall die Induktivität mit großer Genauigkeit zu messen.

H. MANN

Ermittlung der Charakteristik von Meßeinrichtungen

Elektrische Meßgeräte formen die elektrische Eingangsgröße meist in mehrere Zwischenwerte um, ehe sie als Endgröße — als Anzeigegröße — erscheint. Vor allem bei der Entwicklung von Meßeinrichtungen muß man feststellen, in welcher Abhängigkeit die Ausgangsgröße von der Eingangsgröße steht. Diese Beziehung kennzeichnet die Charakteristik der gesamten Meßeinrichtung.

H. EBERT

Q-Meßverfahren im Mikrowellenbereich

Das hier beschriebene Meßverfahren eignet sich für Q-Werte der Größenordnung 10^3 , wie sie beispielsweise bei Magnetronsystemen auftreten. Die Meßgenauigkeit ist groß und der Geräte-, Rechen- und Zeitaufwand gering. Das Verfahren läßt sich auch bei der Serienproduktion von Mikrowellen-Oszillatoren anwenden.

J. SCHOPPER

Grundlagen der Regelungs- und Steuerungstechnik II

Die Fortsetzung der Aufsatzreihe macht den nicht speziell mit der Regelungstechnik Vertrauten mit der Kombination von Regelung und Selbststeuerung bekannt. Außerdem werden Arten und Eigenschaften von Reglern und Regelkreisen behandelt. In durchgerechneten Beispielen werden die gewonnenen Ergebnisse angewandt.

H. RÖBEL

Der Einfluß der Kopfpunktkapazität bei der hochinduktiven Antennenankopplung

Im allgemeinen wird bei der Berechnung der hochinduktiven Antennenankopplung der Einfluß der Kopfpunktkapazität nicht berücksichtigt. Er ist bei KW, MW und LW verschieden. Im vorliegenden Beitrag werden die theoretischen Grundlagen zur Berücksichtigung der Kopfpunktkapazität behandelt. Bei geeigneter Dimensionierung läßt sich ihr Einfluß zur Verbesserung der Eigenschaften der Eingangsschaltung ausnutzen.

H. VÖLZ

Vereinfachtes Frequenzdiversity-Verfahren

Nachdem der theoretische Gewinn der verschiedenen bekannten Diversityverfahren referiert wird, folgen Berechnungen für das neue Verfahren, das den Empfang zweier Rundfunksender mit gleichem Programm voraussetzt. Hierbei ist mit unterschiedlichen Feldstärken bei fehlender Korrelation zu rechnen. Der Gewinn der verschiedenen Verfahren wird berechnet und grafisch dargestellt. Wenn zwei FM-Sender auf den gleichen ZF-Teil transponiert werden, zeigt sich, daß die bisher bekannten Begrenzer für dieses Verfahren noch zu schlecht sind. Schließlich wird eine einfache Anlage beschrieben, die eine sehr gute Näherung an den optimalen Ablösebetrieb bietet.

I. BORNEMANN

Nachleuchtprobleme bei Farbbildröhren

Nachleuchtprobleme spielen bei der Übertragung bewegter Fernseh- und Farbfernsehbilder eine Rolle. Mit Hilfe des Schwerpunktsatzes in seiner analytischen Form wird der Mischvorgang bei Verwendung von zwei und drei Komponenten verschiedener Helligkeit untersucht. Die Erkenntnisse aus diesen Betrachtungen erklären das Auftreten von Farbändern bei bewegten Farbfernsehbildern und zeigen Wege zur Verbesserung der Bildqualität. Bewährte Verfahren werden kurz erwähnt und erfolgversprechende neue Ansätze aufgezeigt.

Deutsche Industrie-Messe Hannover 1958, 1. Bericht

Nach einem Überblick über die wiederum ungewöhnlich große Beteiligung des In- und Auslandes an der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1958 wird im Rahmen der ELRU-Informationen über eine Reihe von neuen Anlagen, Geräten, Baugruppen und Bauelementen aus den Gebieten Anlagen und Geräte, Messen, Steuern und Regeln, Zählen sowie industrielle Röhren berichtet.

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 12 (1958) No. 6

K. HECKER: Video-Amplifier of TV Receivers with Wire Wound Anode Resistance p. 191—193

The author discusses the problems leading to the difficulty that the conventional methods for the measurement of inductance fail in case of very heavily damped inductance. A measuring method comparing such inductance with an ohmic resistance and concentrated inductance with small losses connected in series renders possible the measurement of the inductance with great accuracy in such a case.

H. RÖBEL: The Influence of Top-Capacitance in the Case of Highly Inductive Aerial Coupling p. 194—197

In general the influence of top-capacitance is not considered in the calculation of highly inductive aerial coupling. It differs in the various ranges short wave, medium wave and long wave. The theoretical fundamentals for the consideration of top capacitance are pointed out in this article. With appropriate design its influence can be made suitable for the improvement of the properties of the input circuit.

H. MANN: The Ascertainment of the Characteristic of Measuring Equipments p. 198—199

The input of electrical measuring instruments is transformed into several intermediate values before indicating the derived value. Especially at the development of measuring equipments the relation between the dependency of the output and the input is to be found out. This relation characterizes the whole measuring equipment.

H. VÖLZ: Simplified Frequency Diversity Method p. 200—202

After discussing the theoretical gain of various known diversity methods calculations of the new method are explained with object of receiving two transmitters with the same programme. This method implies different field-intensities at missing correlation. The gain of various methods is calculated and shown by diagrams. Frequency changing of two FM-transmitters to the same IF-stage makes clear that the limiters known up to now are not sufficient for this method. Finally, a simple equipment is described representing a good approach to the optimal diversity reception.

H. EBERT: A Q-Measuring Method in the Microwave Range p. 203

The measuring method described is suitable for Q-values of the order of 10^3 magnitude, as they are for instance in magnetron systems. The measuring precision is high and the outlay of units, calculation and time slight. This method can be applied in the mass production of microwave oscillators.

I. BORNE MANN: After-Glow Problems with Colour TV Tubes p. 204—206

After-glow problems play an important part in the transmission of movable TV and colour TV pictures. With the help of the centre of gravity principle in its analytic form the mixture process at the utilization of two and three components of different brightness is investigated. The knowledge gained by these investigations explains the appearance of colour rims in movable colour TV pictures and shows ways to improve the picture reproduction quality. Established methods are briefly mentioned and hints which may be successful are suggested.

J. SCHOPPER: Principles of Control Engineering II p. 208—211

The continuation of this article explains the combination of control and selfcontrol to the reader not well versed in control engineering. Besides this kinds and properties of controllers and control circuits are discussed. Gained results are used in calculated examples.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 12 (1958) No 6

K. HECKER: Etage final vidéo pour téléviseurs avec résistance de charge bobinée p. 191—193

On montre que les méthodes courantes ne sont pas applicables à la mesure de self-inductions fortement amorties. Le procédé de mesure décrit compare une telle self-induction avec une mise en série d'une résistance ohmique avec une self-induction concentrée, exempte de pertes. Il permet de mesurer très précisément la self-induction même dans le cas d'un fort amortissement.

H. RÖBEL: L'influence de la capacité en tête dans le couplage d'antenne par forte self-induction p. 194—197

Dans le calcul d'un couplage d'antenne par forte self-induction, on néglige généralement l'influence de la capacité en tête. Cette influence se manifeste différemment sur les gammes O.C., P.O. et G.O. L'article traite des bases théoriques expliquant le rôle de cette capacité en tête qu'une réalisation adéquate permet d'utiliser pour améliorer les caractéristiques de l'étage d'entrée.

H. MANN: Détermination de la caractéristique d'appareils de mesure p. 198—199

Les appareils de mesure électriques transforment la grandeur électrique d'entrée souvent en plusieurs valeurs intermédiaires avant de la faire apparaître, finalement, comme valeur indiquée. Surtout lors de la mise au point d'appareils de mesure, on doit déterminer la relation liant les grandeurs d'entrée et de sortie. Cette relation constitue la caractéristique globale du dispositif de mesure.

H. VÖLZ: Procédé simplifié de diversité de fréquence p. 200—202

Un exposé sur le gain théorique des divers procédés connus de diversité est suivi de calculs concernant la nouvelle méthode qui présuppose la réception de deux stations de radio de programme identique. On doit prévoir des intensités de champ différentes, sans corrélation. Le gain dû aux divers procédés est calculé et représenté graphiquement. Si deux émetteurs F.M. sont transposés sur un même amplificateur M.F., on constate que les limiteurs actuellement connus ne présentent pas encore les qualités requises pour ce procédé. L'auteur décrit finalement une installation constituant une très bonne approximation au fonctionnement alterné optimum.

H. EBERT: Mesure de surtension en micro-ondes p. 203

Le procédé décrit est applicable à des valeurs de surtension de l'ordre de 10^3 , comme on les observe dans les systèmes de magnétrons. La mesure offre une grande précision; tout en se contentant d'un nombre réduit d'appareils on peut l'effectuer rapidement et avec un minimum de calculs. Le procédé est également applicable lors de la production en série d'oscillateurs micro-ondes.

I. BORNE MANN: La persistance des écrans de tubes pour télévision en couleurs p. 204—206

Les problèmes de persistance jouent un rôle lors de la transmission par télévision d'images mouvantes noir et blanc ou en couleur. Le phénomène du mélange de deux ou trois composants de luminosité différente peut être examiné à l'aide du théorème du point de gravité qui est à appliquer ici dans sa forme analytique. Par les résultats tirés de ces considérations, on peut expliquer l'apparition de bords colorés dans les images en mouvement de télévision en couleurs, et concevoir des moyens pour l'amélioration de la qualité d'image. Des procédés éprouvés sont brièvement mentionnés avec indication de nouvelles conceptions prometteuses.

J. SCHOPPER: Bases de la technique de réglage et de commande II p. 208—211

Le lecteur non spécialisé dans la technique du réglage a occasion, dans cette suite de la série d'articles, de se familiariser avec la combinaison d'un réglage avec un commande automatique. De plus, les types et propriétés de régulateurs et circuits de réglage sont traités. Les résultats obtenus sont appliqués à des exemples calculés.